TV

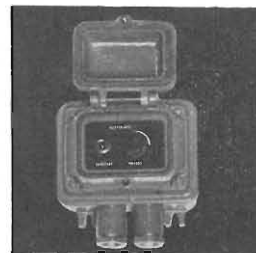
l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

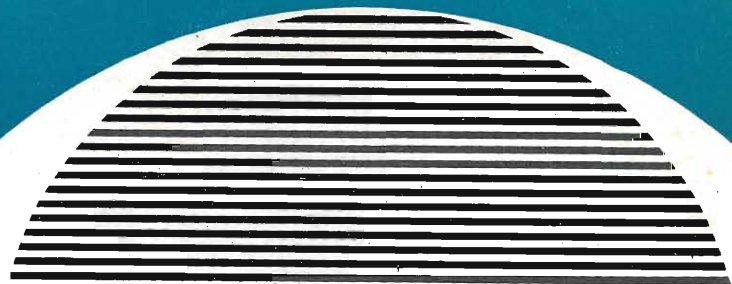
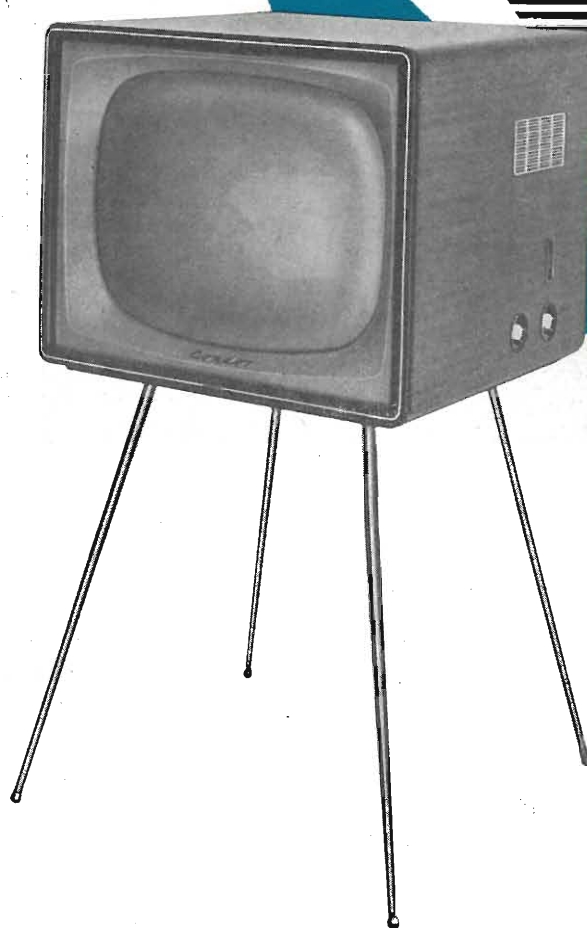
NUMERO 6

Anno XXVIII - Giugno 1956

LIRE 250

Agenzia per l'Italia: **MILANO** - V.LE B. D'ESTE, 35 - TELEF. 598892 • **TORINO** - VIA A. PROVANA, 7 - TELEF. 8236

TVP 1
consolle
17 pollici
L. 125000

midget
17 pollici
L. 118000

Televisori

TVP 21
consolle
21 pollici
L. 175000

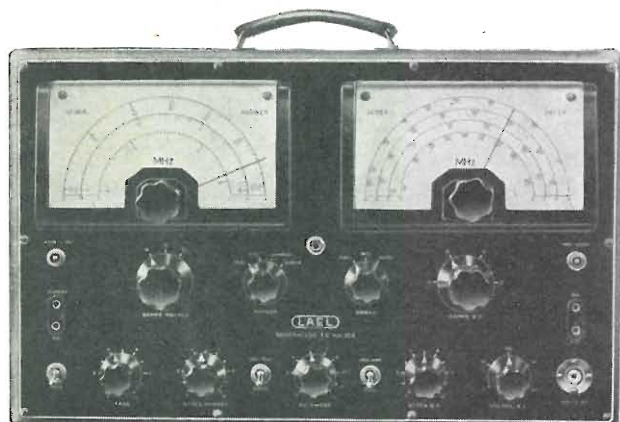
midget
21 pollici
L. 168000

STABILIZZATORE AUTOMATICO *Condor*
mod. 2080
L. 18800

CONDOR TV s. r. l. - MILANO - VIA U. BASSI, 23 a - TEL. 694.267 - 600.628

LABORATORI COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

VIA PANTELLERIA N. 4 - **MILANO** - TELEF. 991.267 - 991.268

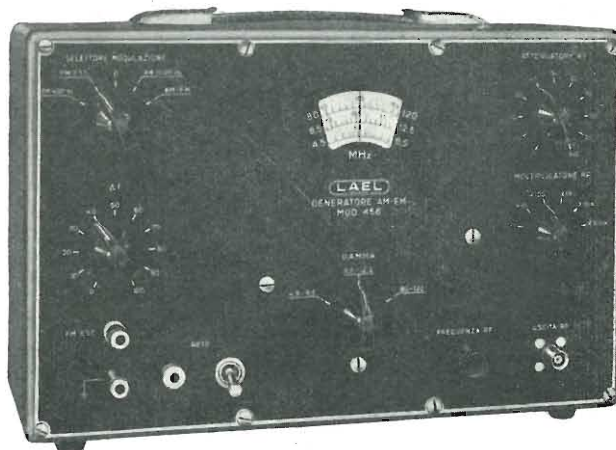
Generatore Segnali TV — Mod. 153

Gamma frequenza osc. Sweep 2-90 e 170-216 MHz in 4 gamme.
Gamma frequenza osc. Marker da 2 a 220 MHz in 3 gamme multiple.
Ampiezza di spazzolamento regolabile con continuità da 0 a 20 MHz.
Frequenza di spazzolamento 50 Hz.
Segnale mass. uscita R. F. 0,5 V.
Attenuatore a decade e lineare.
Impedenza d'uscita 30 Ω costante.
Possibilità di controllo con quarzo esterno - Modulazione ampiezza 400 Hz, profondità 30% - Possibilità di modulazione video - Uscita segnale per asse X oscillografo - Precisione taratura oscillatore Marker 1% - Reversibilità del senso di spazzolamento - Possibilità di soppressione della traccia di ritorno - Possibilità di regolazione della fase per doppia immagine - Valvole impiegate 5Y3 - 0A2 - 6C4 - 6AK6 - 12AU7 - 6J6 - Alimentazione CA per tensione rete universale - Dimensioni 550 x 330 x 230 m/m - Peso Kg. 18,500 circa.

Generatore TV e FM — Mod. 855

Campo di frequenza dell'oscillatore Sweep: 0 ÷ 60 MHz, per la taratura della F I; 55 ÷ 115 MHz, per la taratura della FM; 5 frequenze fisse commutabili, per la taratura dei canali TV.
Ampiezza sbandamento dell'oscillatore Sweep 0 ÷ 12 MHz minimo.
Frequenza di sbandamento 50 Hz.
Campo di frequenza dell'oscillatore Marker 4 ÷ 240 MHz precisione di taratura migliore dell'1%.
Possibilità di controllo del Marker con quarzo esterno.
Attenuatore logaritmico a impedenza costante.
Impedenza d'uscita 75 Ω, con uscita diretta, 300 Ω, con adattatore resistivo.
Segnale di uscita 2μ ÷ 0,2 V regolabile con continuità. - Soppressione della traccia di ritorno. - Segnale per asse X oscillografo sinusoidale a frequenza rete, regolabile in fase. - Mescolazione interna del Marker con segnale Video rivelato. - Valvole impiegate: 6X4, 0A2, 2-12AT7, 4-0A50, 12AX7. - Alimentazione: per tensioni rete 110 - 125 - 145 - 160 - 220 V; 42 ÷ 50 Hz.
Dimensioni 380 x 260 x 220 mm.
Peso Kg. 10 circa.

Analizzatore Elettronico — Mod. 356

Misure di tensioni c.c.ca e Vpp.: da 0,1 a 1200 V in 7 portate.
Misure in resistenze: da 0,2 Ohm a 1000 MOhm in 7 portate.
Larghezza di banda per misure c.a. senza sonda RF: da 30 Hz a 100 KHz.
Larghezza di banda per misure c.a. con sonda RF: da 1500 Hz a 230 Mhz.
Tensioni misurabili con sonda RF: da 0,1 a 150 V.
Resistenza d'ingresso per misure in c.c.: 10 MOhm.
Resistenza galvanica d'ingresso per misure c.a. senza sonda RF: 1 MOhm con 10 pF.
Resistenza galvanica d'ingresso per misure c.a. con sonda RF: 1 MOhm con 3,5 pF.
Misure di A.T. c.c. con puntale esterno: fino a 30 KVolt.
Strumento di precisione con ampio quadrante: scole tarate in Ohm, Volt c.c. e c.a. ed in dB.
Valvole impiegate: 1 - 12AT7 - 1 6AL5.
Dimensioni: 135 x 90 x 200 m/m.
Peso: Kg. 2,250.

Generatore per FM — Mod. 456

Gamme di frequenza: 4,5 ÷ 6,5 MHz; 8,5 ÷ 12,5 MHz; 80 ÷ 120 MHz.
Modulazione in frequenza: 400 Hz.
Deviazione regolabile: da 0 a 100 KHz.
Modulazione in ampiezza: 1000 Hz.
Profondità di modulazione: 30%.
Possibilità di modulazione contemporanea: AM - FM.
Possibilità di modulazione di frequenza con segnale esterno;
(uso Sweep) tensione RF d'uscita: 0,2 max, su impedenza di 75 Ohm attenuabile fino a 100 dB mediante regolazione continua e a scatti.
Valvole impiegate: 6U8 - 6CB6 - 6X4 - OA2 - 12AU7.

UNICA DITTA NAZIONALE COSTRUTTRICE DI APPARECCHIATURE ELETTRONICHE DI MISURA SU PIANO INDUSTRIALE

S. I. A. E.

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
MILANO - Via Ponte Seveso, 43 - Tel. 60.30.61

OSCILLOSCOPIO Mod. 431A

TIPO MINIATURIZZATO

Particolarmente indicato per il riparatore TV e per servizio.

Asse Y:

Amplificatore in corrente continua, sensibilità massima: 10 mV eff./cm.

Asse X:

Sensibilità massima: 50 mV eff./cm.

Asse tempi:

in gamme da 5 Hz a 50 kHz.

ANALIZZATORE ELETTRONICO Mod. 566 A

E' realizzato in scatola di bachelite stampata e nessuna parte metallica è accessibile dall'esterno. I collegamenti ai puntali si effettuano mediante piccole spine e mediante un Jack.

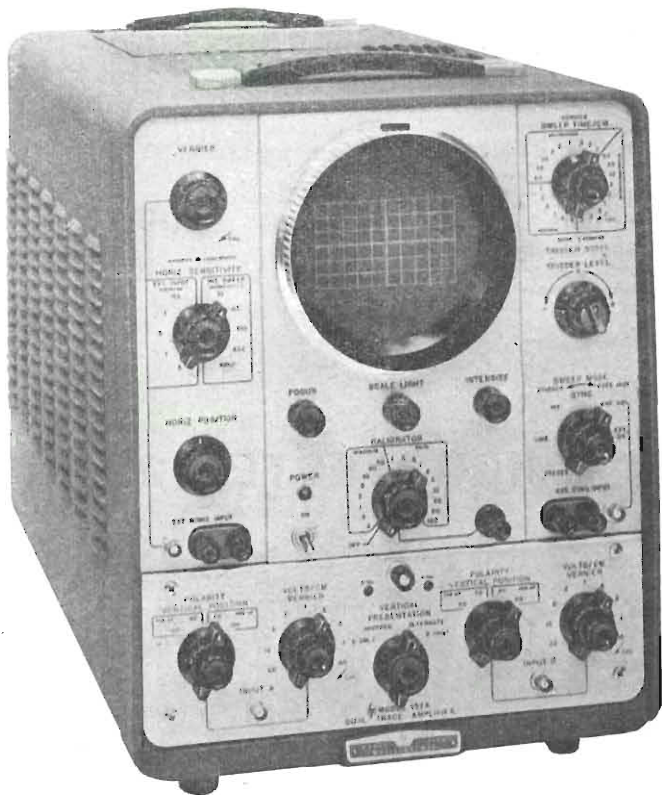
Di esecuzione estremamente compatta il mod. 566 A è un ANALIZZATORE ELETTRONICO particolarmente studiato per il servizio radio e TV.

Portate c. c.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V. fondo scala.
Precisione 2,5 % sul fondo scala.
Impedenza di entrata in c. c. circa 15 Mohm.
Portate c. a.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 V. fondo scala misurati con voltmetro di cresta.
Precisione con forma d'onda sinusoidale: 3,5 % fra 30 Hz. e 10 MHz.
Impedenza di entrata: circa 2,5 Mohm con 50 pF circa.
Portate in ohm: 20 ohm - 2 Kohm - 200 Kohm - 20 Mohm in centro scala.
Precisione al centro scala 5 %.
Alimentazione: fra 110 e 220 V. (42 ÷ 60 Hz.) consumo 15 W.
Dimensioni: mm. 135 x 195 x 70.
Peso: circa kg. 2,200.

Lo strumento viene fornito completo di puntali e di custodia.
Puntale per misure di alta tensione in c. c. fino a 30 kV.
Puntale per estendere le misure in c. a. a bassa frequenza fino a 3000 V.
Sonda per R. F.: limiti di frequenza da 50 kHz. a 250 MHz. Tensione massima di misura 30 V.

SOCIETÀ ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

HEWLETT - PACKARD Co.

PALO ALTO, CALIFORNIA (U.S.A.)

150 A Oscilloscopio ad alta frequenza

130 A Oscilloscopio a bassa frequenza

Con caratteristiche assolutamente nuove!

Alta sensibilità - Preamplificatori intercambiabili: tipo 151 A amplificatore ad alto guadagno, tipo 152 A amplificatore a due canali - Spazzolamento 0,02 μsec/cm sino 15 sec/cm.

Taratura: 24 spazzolamenti; sequenze 1-2-5-10; 0,1 μsec/cm sino 5 sec/cm; precisione 3 %.

Sganciamento: interno, con tensione di linea, oppure esterno da 0,5 V o più - Pendenza positiva o negativa - Portata + 30 a — 30 V.

Amplificatore orizzontale: ampl. 5-10-50-100 volte - Gamma: c. c. sino oltre 500 kHz - Verniero di selezione.

Amplificatore verticale: c. c. sino 10 MHz - Ottima risposta ai fenomeni transitori e tempo di salita minore di 0,035 μ sec.

Taratura di ampiezza: 18 tensioni di taratura - Circa 1 kHz onda quadra.

Alta sensibilità - c.c. sino a 300 kHz - Spazzolamento da 1 μsec/cm a 15 sec/cm.

Taratura: 21 spazzolamento; sequenze 1-2-5-10; 1 μsec/cm sino 5 sec/cm - Precisione 5 %.
Sganciamento: interno, con tensione di linea oppure esterno da 2 V e più - Pendenza positiva e negativa - Portata da + 30 a — 30 V.

Amplificatore d'entrata: sensibilità 1 m V/cm a 50 V/cm - 14 portate più verniero continuo - Gamma: c. c. sino 300 kHz.
Taratura di ampiezza: 1 kHz onda quadra - Precisione 5 %.

AMBEDUE GLI OSCILLOSCOPI HANNO UN SISTEMA AUTOMATICO « UNIVERSALE » DI SGANCIAMENTO, CHE REGOLATO ALL'INIZIO PROVVEDE UN OTTIMO SGANCIAMENTO PER QUASI OGNI SEGNALE IMMESSO

STRUMENTI DI MISURA DI PRECISIONE PER TELEFONIA, RADIO, TV

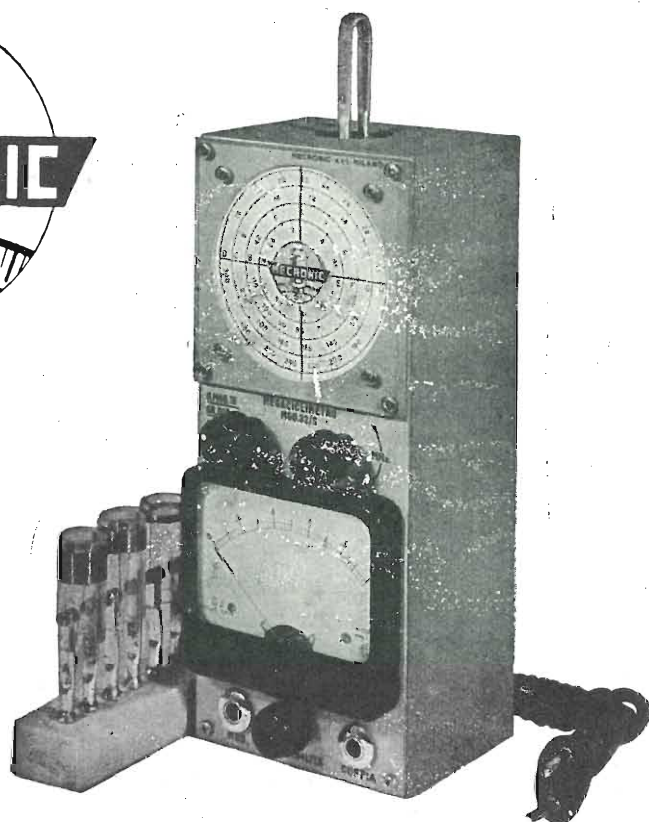
Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Via L. Anelli, 13 - MILANO - Tel. 55.30.81

MECRONIC

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. 130/S

Sonda per R.F. con tubo elettron. - Misura capacità da 10 PF a 4000 PF - Sonda per A.T. fino a 50000 V.
Per la misura del valore fra picco e picco di tensioni di forma qualsiasi da 0,2 a 4200 V; del valore efficace di tensioni sinoidali da 0,1 a 1500 V; di tensioni c. c. positive e negative da 0,1 a 1500 V; di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; di capacità da 10 pF a 4000 pF. Con la Testina R. F. le misure di valore efficace si estendono fino a 250 MHz.

MEGACICLIMETRO Mod. 32/S

Taratura di frequenza: ± 2 % Portata: 2 MHz ÷ 360 MHz generatore di barre

Per determinare frequenze di risonanze di circuiti accordati, antenne, linee di trasmissione, condensatori di fuga, bobine di arresto ecc. Per misure di induttanze e capacità. Può essere usato come generatore di segnali, marker, generatore per TV. Modulato al 100 % con barre ecc.

MISURATORE DI CAMPO Mod. 105/S
Sensibilità da 5 μ V 50.000 μ V

Per la determinazione dell'antenna più adatta in ogni luogo, anche dove il campo è debolissimo. Per la determinazione dell'altezza e dell'orientamento delle antenne. Per la ricerca di riflessioni. Controllo dell'attenuazione delle discese, del funzionamento dei Booster di impianti multipli ecc.

OSCILLATORE MODULATO
Mod. 45/S - **Per Radio FM e TV**

Campo di frequenza: 150 kHz ÷ 225 in 7 gamme. Modulazione: interna a 400-800-1000 Hz - Barre orizzontali - Morsetti per modul. esterna e Barre verticali - Uscita BF - Doppia schermatura - 2 attenuatori.

Richiedete BOLLETTINI DI INFORMAZIONI **MECRONIC**

MECRONIC - FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
s. r. l.
MILANO - VIA GIORGIO JAN 5 (PORTA VENEZIA) TELEF. 221-617

Questi due nuovi oscilloscopi presentano caratteristiche elettriche superiori a quelle di qualsiasi altro tipo sinora costruito, e il loro prezzo rimane su un piano di concorrenza commerciale.

Questi strumenti sono stati realizzati nell'intento di associare tutte le esigenze richieste nel campo della ricerca scientifica, delle costruzioni industriali e della didattica elettronica. Vaste le applicazioni in virtù della larga banda passante e dell'accurata costruzione elettrica e meccanica.

Dalla tensione continua a 10 MHz.

Lettura diretta di tempo e di tensione.

Elevata la definizione e la luminosità.

Asse di tempo da 4 MHz ad 1 hertz.

CD 513

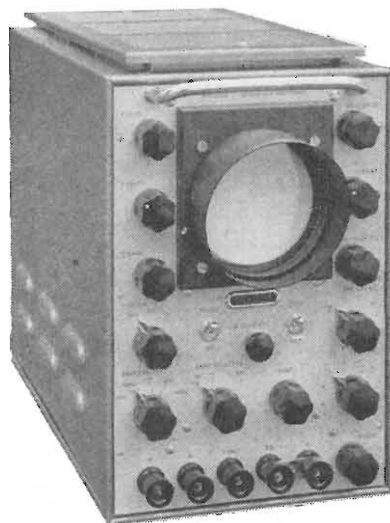
Caratteristiche principali

Tensione di postaccelerazione 4 kV. Tre gamme di amplificazione verticale compreso il preamplificatore per C. A - Sensibilità di 10 Volt/cm per tensioni continue e per tensioni alternate sino a 10 MHz; sensibilità di 1 Volt/cm per tensioni continue e per tensioni alternate sino a 5 MHz; sensibilità 100 mV/cm per segnali alternati da 3 hertz a 5 MHz e sensibilità di 1 mV/cm da 10 hertz a 100 kHz. Tre gamme di amplificazione orizzontale con sensibilità di 10 Volt/cm per tensioni continue e per tensioni alternate sino a 5,5 MHz. Asse dei tempi variabile con continuità da 0,1 microsecondi/cm a 100 millisecondi/cm con estensione dell'ampiezza orizzontale sino a cinque volte tramite un comando a quattro posizioni. Sincronismo interno ed esterno.

Larghezza di banda costante da 5 hertz a 9 MHz.

Calibratore di tempo e di tensione.

Alta sensibilità - 30 mV/cm.

Traccia indistorta di 10 cm a 10 MHz.

CD 514

Caratteristiche principali

Tensione di postaccelerazione 1,5 kV. Amplificatore verticale con banda passante compresa fra 5 Hertz e 9 MHz con sensibilità da 30 mV/cm a 30 V/cm. Attenuatore compensato con regolazione continua e regolazione in tre scatti nel rapporto 10 a 1. Possibilità di espansione degli assi di tempo sino a tre diametri. Calibratore di tensione a 50 hertz a 100 mV; 1 Volt; 10 Volt e 100 Volt. Sensibilità dell'amplificatore orizzontale di 175 m V/cm da 2 hertz a 900 kHz. Asse dei tempi da 15 hertz a 300 kHz con scala dei tempi da 0,2 microsecondi/cm a 10 millisecondi/cm con possibilità di espansione di 5 volte.

"Marker" di calibrazione a 0, 1, 1, e 10 microsecondi.

Sincronismo interno ed esterno.

Per maggiori chiarimenti scrivere a:

THE SOLARTRON ELECTRONIC GROUP LTD.

THAMES DITTON, SURREY, ENGLAND. *Telegrammi:* **SOLARTRON, THAMES DITTON**

Agenti per l'Italia: "SEM" DEL COMM. F. MODUGNO, 16 PIAZZA DELL'EMPORIO - ROMA

Ing. UGO DE LORENZO & C.

S. R. L.

MILANO - Via A. Ristori, 7 - Telef. 22.80.01

Abbiamo visitato lo stand e siamo stati colpiti dall'originalità e l'eleganza di presentazione che non è cosa puramente formale, ma che fa parte delle abitudini e della sostanza stessa della strumentazione METRIX.

Abbiamo notato le nuove apparecchiature per il servizio TV che offrono finalmente sul mercato italiano un prodotto di alta qualità ad un prezzo accessibile anche

La METRIX alla Fiera Campionaria di Milano

ai piccoli laboratori di servizio; particolarmente interessanti il GENERATORE di BARRE mod. 260, il GENERATORE a PUNTI FISSI mod. 900 ed il WOBULOSCOPIO mod. 230, originale combinazione in uno stesso strumento del Wobulatore all'Oscilloscopio.

Siamo stati informati che la società in questione ha importato dalla Westinghouse una moderna, importante attrezzatura per la disposizione delle piste magnetiche su film d'amatori e professionali, già entrata in funzione presso i Laboratori di Via A. Ristori 7, in Milano, assicurando agli studi professionali ed agli amatori un rapido, perfetto lavoro.

6

GIUGNO 1956

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

XXVIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08
C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

pag.

Editoriale

Televisione

Tecnica applicata

Circuiti

Rubriche fisse

OSCILLOSCOPIO A RAGGI CATODICI MODELLO OSG 42

Diametro dello schermo:
3 pollici

Amplificatore verticale:
dalla tensione continua a 1 MHz
sensibilità 0,6 mm/mV eff

Amplificatore orizzontale:
identico all'amplificatore verticale

Generatore di oscillazioni rilassate:
spostamenti ricorrenti da 10 a 300.000 Hz
spostamenti comandati fino a 10 mm/μsec

generatori di disturbi • voltmetri a valvole • generatori di segnali • attenuatori • amplificatori di misura • oscillatori di alta e bassa frequenza • registratori di responso • ponti di misura • galvanometri

Amplifono
3-V

BONFANTI

nuova
FARO
Baby

Riparliamo della TV a Colori

Si E' ORMAI diffusa la convinzione negli ambienti industriali-commerciali italiani che parlare della TV a colori sia cosa dannosa e controproducente agli effetti delle vendite dei televisori.

Evidentemente tutto dipende dal modo in cui se ne parla: comunque il parere di chi scrive, condiviso da un gran numero di noti e valenti tecnici è che non è più possibile continuare ad adottare il sistema dello struzzo, fingendo di ignorare la marea ormai montante della TV a colori.

E' bene anzi esporre francamente e senza sciocche reticenze, al nostro pubblico, quale sia l'attuale sviluppo di questo nuovo capitolo della televisione.

Siamo anzi convinti che informando con la massima obbiettività il nostro pubblico sulla reale situazione tecnica attuale della TV a colori, lo si ponga in grado di valutare automaticamente gli inevitabili riflessi pratici nei riguardi dell'attuale TV in bianco-nero, riflessi che, è bene dirlo subito, sono oggi e per quache anno ancora, nettamente favorevoli a quest'ultima.

Comunque prima di addentrarmi nell'esame, sia pur sommario, dello stato presente della TV a colori è bene si sappia:

1) L'avvento delle trasmissioni di TV a colori non disturberà in alcun modo gli attuali televisori che continueranno a ricevere regolarmente in bianco-nero anche le emissioni a colori;

2) Il costo dei televisori a colori sarà ancora per parecchi anni, molto elevato (da quattro a cinque volte il costo degli attuali televisori in bianco-nero) e comunque talmente proibitivo da non creare praticamente alcuna dannosa interferenza nel commercio dei televisori.

3) L'emissione di programmi regolari a colori sarà inevitabilmente preceduto da un lungo periodo (qualche anno) di trasmissioni sperimentali senza programma prefissato, a scopo di addestramento e preparazione tecnica sia dal lato trasmettente, sia soprattutto per l'industria produttrice dei televisori a colori, notevolmente dissimili da quelli in biaco-nero.

4) Gli attuali televisori in bianco-nero non potranno in alcun modo essere adattati o modificati per ricevere le emissioni a colori.

Come è noto, circa tre anni or sono gli U.S.A. hanno ufficialmente adottato lo standard di TV a colori denominato N.T.S.C. (National Television System Committee).

Nel corso delle varie trasmissioni sperimentali che ne seguirono, tale sistema di TV a colori (sullo standard TV americano a 525 righe - 60 quadri al secondo) ha dato buona prova ed oggi vi sono già in America dei programmi regolari a colori, con una produzione di circa 10.000 televisori a colori al mese.

In considerazione del buon risultato americano, anche l'Inghilterra ha incominciato a pensare al colore e già dallo scorso ottobre la B.B.C. aveva iniziato delle trasmissioni a titolo d'indagine e di prova del sistema N.T.S.C. adattato allo standard inglese a 405 righe - 50 quadri al secondo.

Pur rappresentando dal punto di vista prettamente teorico un degradamento della definizione nei rispetti dell'N.T.S.C. originale americano, in pratica la versione inglese a 405 righe si è rivelata ottima e perfettamente paragonabile a quella americana a 525 righe; e comunque tale da spingere la B.B.C., in accordo con l'Associazione dei radiocostruttori (R.C.I.) a rielaborare in forma più stabile e completa tutto l'equipaggiamento sperimentale trasmittente a colori, in modo da poter iniziare nel prossimo mese di Luglio una nuova serie di emissioni con maggiore potenza e ad orario fisso.

(il testo segue a pag. 287)

Trasmettitori per Televisione

La Modulazione del Trasmettitore Video e i

dott. ing. Antonio Nicolich

2. - L'AMPLIFICATORE MODULATORE.

NEGLI AMPLIFICATORI video usati in trasmissione per modulare di ampiezza gli stadi RF si devono adottare gli accorgimenti già studiati trattando dell'amplificazione a video frequenza nel ricevitore; in particolare si userà la compensazione in serie, in parallelo e mista per le alte frequenze, ed i circuiti atti ad attenuare la caduta delle basse frequenze, nonchè a minimizzare gli sfasamenti.

Altro problema che si deve risolvere in un amplificatore modulatore è la ricomposizione della componente continua del video segnale; questo argomento sarà ripreso più sotto. Altre difficoltà sorgono dalla necessità di generare notevoli potenze video. Si devono adottare resistenze di carico dei tubi amplificatori che possano dissipare una potenza largamente superiore a quella di lavoro, allo scopo di mantenere invariate le loro caratteristiche, senza alterazione delle condizioni di lavoro anche per un tempo molto lungo. Queste resistenze di alto carico hanno grandi dimensioni fisiche e quindi presentano capacità proprie rilevanti, a tutto danno del guadagno dello stadio, che risulta smorzato e poco rispondente alle alte frequenze. Per eliminare la difficoltà delle capacità parassite in derivazione si costituiscono i carichi, anzichè con resistori, mediante circuiti a resistenza costante. Così il circuito di fig. 6 a) presenta una resistenza R costante nell'intera gamma delle video freguenze ponendo

$$R = \sqrt{L/C} \quad ; \qquad [11]$$

con questo circuito la dissipazione di energia è divisa fra due resistenze uguali alla progettata resistenza R di carico, con conseguente riduzione della capacità in parallelo nel gruppo RL. Nel gruppo RC si può sostituire al posto di R un gruppo come il precedente a resistenza costante formato da RL in

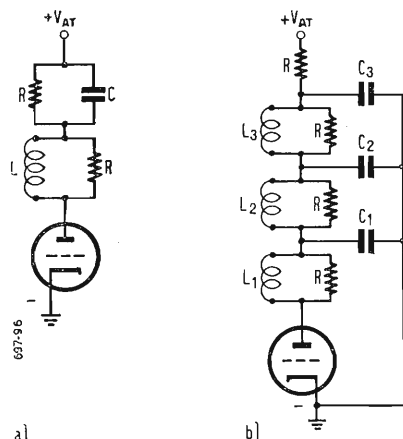



Fig. 6 - Circuiti a resistenza costante.

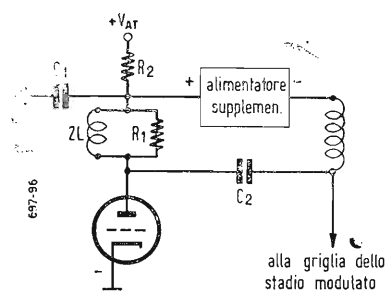



Fig. 7 - Circuito a resistenza costante per la compensazione della capacità dell'alimentatore supplimentare.

parallelo; ripetendo più volte questa disposizione si perviene al circuito a resistenza costante di fig. 6 b) in cui

$$R = \sqrt{L_1/C_1} = \sqrt{L_2/C_2} = \sqrt{L_3/C_3} \qquad [12].$$

Il circuito di fig. 6 b) si comporta in pari tempo anche da filtro del ronzio per la tensione anodica dello stadio modulatore. La generazione di una portante modulata in ampiezza con valore costante del segnale sincronizzante richiede l'accoppiamento diretto fra lo stadio finale dell'amplificatore video modulatore e lo stadio RF da modulare. L'accoppiamento diretto comporta il prelievo del segnale dalla placca dello stadio di uscita video, la quale si trova a circa 1000 V; poichè il catodo dello stadio modulato è generalmente a massa, è allora necessario inserire tra l'anodo del modulatore e la griglia del modulato un apposito alimentatore col polo negativo connesso a tale griglia e che fornisca un migliaio di volt. Esso, essendo provvisto di forti capacità disperse verso massa, tende ad attenuare le alte frequenze di modulazione video. L'inconveniente può essere eliminato operando come in fig. 7 in cui l'impedenza di carico anodico del modulatore per le basse frequenze si riduce a $R_2 = R_1$, perchè l'induttanza $2L$ in parallelo a R è per esse praticamente un corto circuito, per cui l'arco doppio non partecipa all'amplificazione; la reattanza del condensatore C_1 di uscita dell'alimentazione supplementare è insufficiente a bypassare la R_2. Alle alte frequenze video il carico è costituito da R_1 in parallelo a L ($2L$ in parallelo con $2L$), perchè le impedenze del condensatore di bloccaggio C_2 e dell'alimentatore sono trascurabili; allora il circuito è del tipo a resistenza costante, quando si faccia $R_1 = \sqrt{L/C}$, analogamente al circuito di fig. 6 a). In fig. 8 è riprodotto il circuito di accoppiamento fra modulatore e modulato, adottato dalla RCA nel suo trasmettitore TT5A, circuito che assomma i principi testè esposti. Si possono immaginare altri sistemi di compensazione delle capacità dell'alimentatore supplementare di griglia.

L'eliminazione quasi totale delle componenti alternate di ronzio sovrapposte al video segnale, eventualmente presenti

Circuiti Associati

(parte seconda ed ultima)

negli stadi successivi all'introduzione dei segnali sincronizzanti e di soppressione, può essere conseguita col circuito di fig. 9, detto « circuito agganciatore a chiave (keyed clamping circuit) ». Il sincro linea, opportunamente separato, amplificato e tosato, viene accoppiato capacitivamente alle due unità di un doppio diodo con polarità opposta, prelevandolo dai circuiti anodico e catodico di uno stadio invertitore di fase T_3; precisamente l'impulso positivo ricavato in placca di T_3 viene addotto alla placca di T'_4, mentre l'impulso negativo ricavato sul catodo di T_3 viene applicato al catodo di T''_4. Il catodo di T'_4 e la placca di T''_4 sono connessi alla griglia controllo dello stadio finale video T_5. Le cariche accumulate da C_1 e C_2 polarizzano rispettivamente negativamente la placca di T'_4 e positivamente il catodo di T''_4, per cui i due diodi sono normalmente interdetti; essi divengono conduttivi solo per l'incidenza degli impulsi chiave, cioè in corrispondenza del piedestallo posteriore del video segnale. Per la loro breve durata il condensatore di bloccaggio C_3 si carica ad una tensione determinata dall'altezza del segnale chiave e dalla posizione del cursore del potenziometro P nel circuito agganciatore. Negli intervalli fra due successivi impulsi, quando i diodi sono all'interdizione, la resistenza di griglia dello stadio amplificatore agganciato T_5 è infinita, in conseguenza la tensione di riferimento si conserva inalterata per il periodo di linea susseguente. La fig. 10 mostra che una onda di ronzio sommata al video segnale, lo influenza solo nella sua variazione di ampiezza durante un periodo di linea. La fig. 10 a) mostra il segnale video con sovrapposta l'onda di ronzio; la fig. 10 b) indica lo stesso segnale dopo l'agganciamento. Il procedimento di agganciamento comporta cioè una diminuzione dell'altezza degli impulsi sincronizzanti, che dopo la tosatura possono risultare eccessivamente ridotti di ampiezza. Per ovviare a questo inconveniente si fa uso di uno stadio amplificatore (T_2 in fig. 9) di sincronismo (sync - stretcher), posto in parallelo ad un normale amplificatore video (T_1 in fig. 9); T_2 è un tubo a taglio ripido per modo che è normalmente interdetto salvo durante gli impulsi di sincronismo, che in tal modo vengono amplificati. L'uscita dello stretcher è sommata a quella dello stadio T_1 in parallelo a costituire parte del carico anodico di T_1 stesso.

Fig. 8 - Circuito di accoppiamento fra modulatore e modulato nel trasmettitore Mod. TT-5 A-RCA.

3. - AMPLIFICATORI AUTOREGOLATI IN DERIVAZIONE.

Prendono il nome di « shunt regulated amplifiers ».

I modulatori nei trasmettitori ad alto livello di potenza devono presentare, come si è visto, una curva di risposta in frequenza uniforme per tutta la larga banda di modulazione; il loro carico è costituito da una resistenza in parallelo con una forte capacità, la cui impedenza è molto variabile in funzione dell'ampiezza del segnale applicato in griglia, dato che la corrente in questo elettrodo varia non linearmente. Lo schema di principio di un amplificatore autoregolato in derivazione è rappresentato in fig. 11 in cui T_1 è lo stadio amplificatore a video frequenza e T_2 è lo stadio regolatore.

Fig. 9 - Circuito agganciatore a chiave e stiratore (stretcher) degli impulsi sincronizzanti.

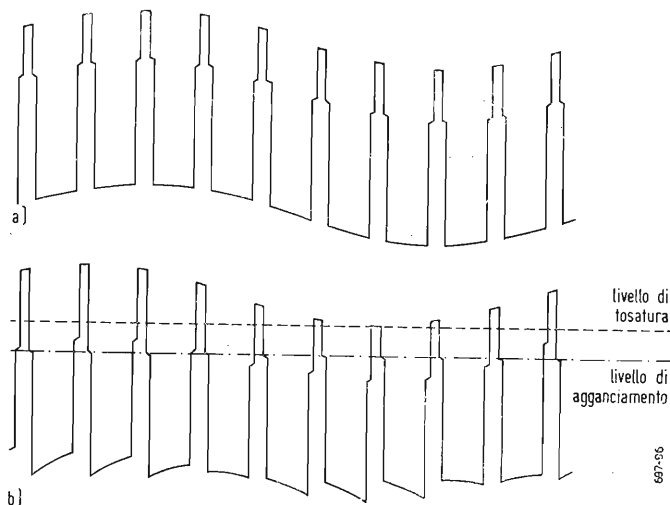



Fig. 10 - Effetto del circuito agganciatore a chiave sull'eliminazione del ronzio: a) Segnale video con componente di ronzio prima dell'agganciamento; b) Lo stesso segnale dopo l'agganciamento.

T_2 funziona da trasmettitore catodico quando Z_c possa considerarsi infinita; mentre si comporta come una resistenza equivalente in parallelo col circuito di T_1, quando Z_c si possa ritenere nulla. In condizioni normali la situazione è intermedia a questi due casi limiti. La stabilizzazione introdotta da T_2 è spiegabile osservando che ad una diminuzione di corrente anodica di T_1 corrisponde un aumento della tensione di placca e quindi della tensione di griglia e della corrente di placca di T_2, e viceversa quando la corrente anodica di T_1 aumenta; ha dunque luogo una parziale compensazione di corrente e quindi una regolazione della tensione di uscita ai capi di Z_u. La fig. 12 riporta un particolare del modulatore del trasmettitore del Monte Penice. Si vede che sono in esso realizzate le condizioni di fig. 11. Detti μ_1 e μ_2 i coefficienti di amplificazione di T_1 e T_2, R_{p1} e R_{p2} le resistenze interne di placca dei due tubi, l'impedenza Z_u di uscita è valutabile colla:

Fig. 11 - Schema di principio di un amplificatore autoregolato in derivazione.

Fig. 12 - Modulatore del trasmettitore del Monte Penice.

$$Z_u = \frac{(R_{p1} + R)\ R_{p2}}{(1+\mu_1)\ R_{p2}+RR_{p1}\ [(1+\mu_2)\ \mu_2+1)]} \qquad [13]$$

La Z_u è molto bassa, dell'ordine di $Z_u \leq 10\ \Omega$. Le fig. 13 e 14 indicano due possibili schemi derivanti da quello di fig. 12. La compensazione introdotta dagli amplificatori autoregolati in oggetto conduce ad una curva di risposta uniforme per una banda molto vasta. In fig. 15 a) sono indicate le varianti 1, 2, 3 e 4 di amplificatori autoregolati in parallelo, ed in fig. 15 b) sono visibili le rispettive curve di risposta; l'aggiunta di elementi di compensazione comporta un progressivo miglioramento della risposta del modulatore; l'ultimo circuito segnato 4) dà una curva atta a soddisfare qualunque esigenza di risposta adatta anche per uno standard superiore a 625 linee.

Fig. 13 - Variante allo schema di fig. 12.

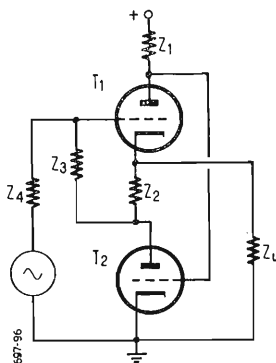



Fig. 14 - Altra variante al circuito di fig. 12.

4. - AMPLIFICATORI STABILIZZATORI O FORMATORI.

Sono detti «stabilizing amplifiers» ed hanno lo scopo di eliminare i disturbi e le distorsioni subite dal video segnale quando il luogo di presa è dislocato dal trasmettitore, per cui necessita un collegamento in cavo o per ponte radio. Un disturbo da temersi particolarmente è quello che si ha quando gli impulsi parassiti si sommano sulle creste del sincro, perchè in tal caso si possono produrre variazioni nel livello del nero per le diverse linee, dopo che sia stata ricomposta la componente continua mediante un diodo. È appunto compito dell'amplificatore stabilizzatore di ridare al video segnale la sua forma primitiva perfetta e di regolarne l'ampiezza prima di introdurlo nel modulatore. Lo stabilizing amplifier non è dunque una parte del trasmettitore, ma un preparatore di modulazione, l'ultimo anello del collegamento fra lo studio ed il trasmettitore. La fig. 16 mostra lo schema a blocchi di uno stabilizing amplifier. Al punto A perviene il video composto quando esso è generato nello studio, oppore il solo video immagine privo del sincro quando la ripresa è fatta in luogo occasionale lontano dai generatori di sincronismo, nel qual caso il sincro entra al punto C e dopo aver subito l'amplificazione del tubo T_2 - 6AC7 viene addotto

Fig. 15 - Amplificatori regolati in derivazione (shunt regulated): a) Circuiti; b) Curve di risposta.

Fig. 16 - Schema a blocchi dello «stabilizing amplifier».

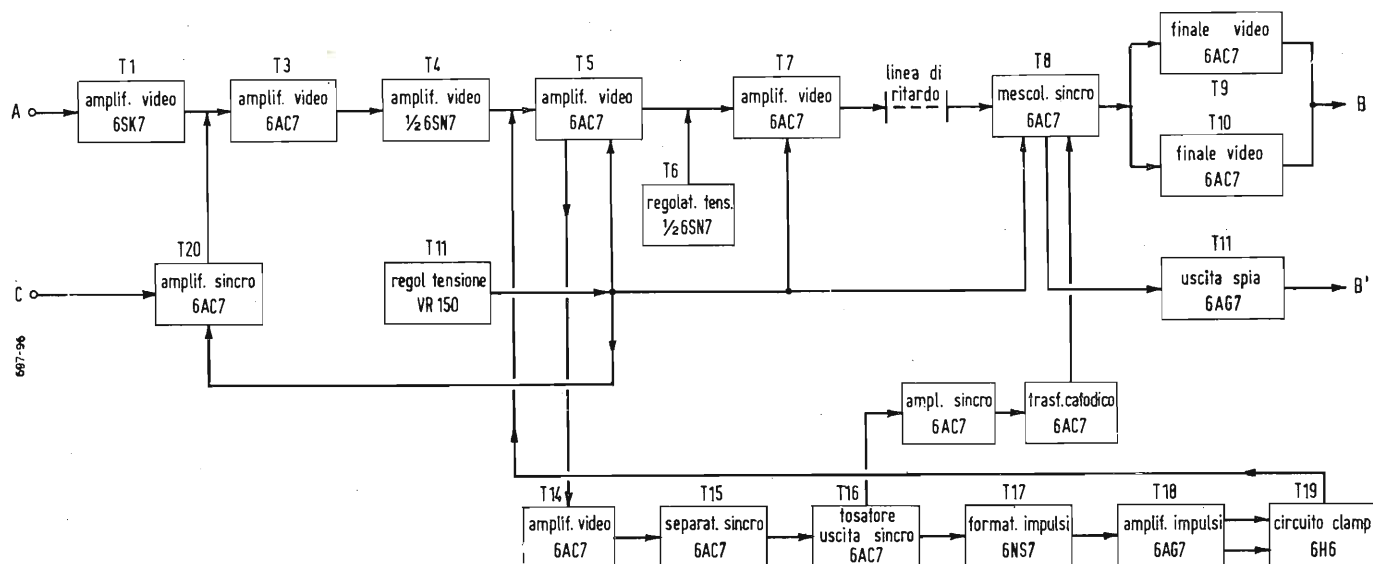
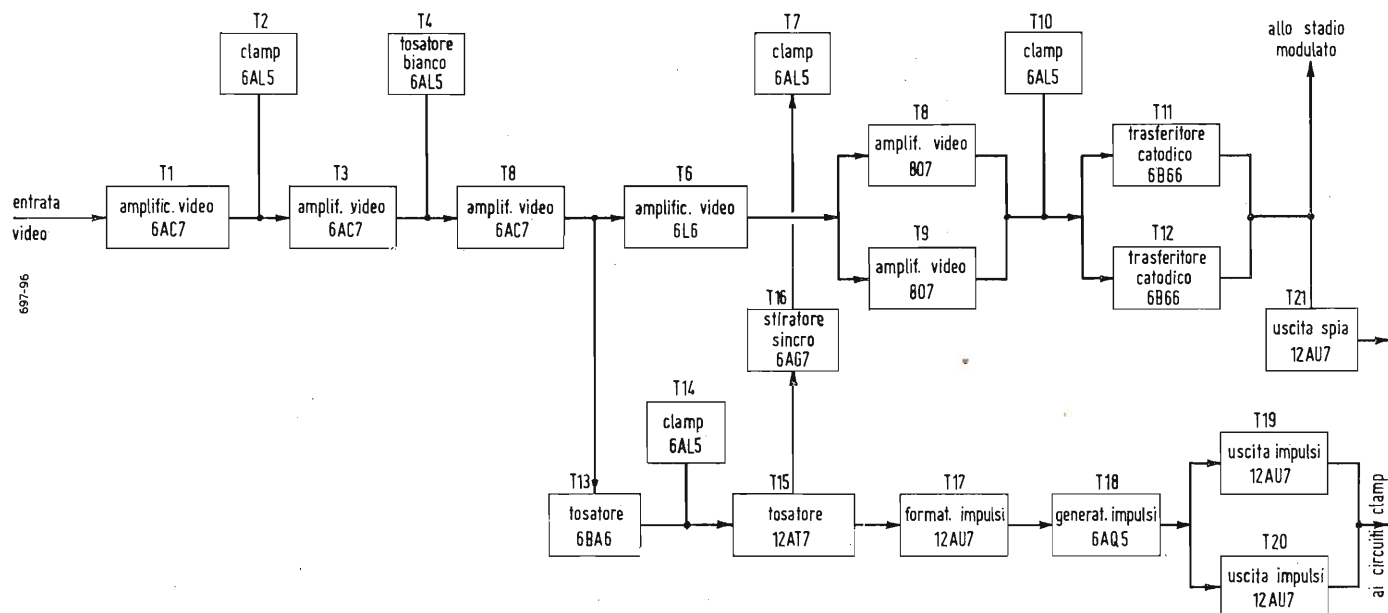



Fig. 17 - Schema a blocchi dello «stabilizing amplifier» della G.E.

al catodo del tubo T_1 - 6SK7 amplificatore video, cui seguono gli stadi T_3 - 6AC7 e T_4 - 6SN7 pure video amplificatori. L'uscita di T_4 è mescolata all'ingresso di T_5 - 6AC7, coll'uscita del doppio diodo T_{19} - 6H6 agganciatore.

Nello stadio T_7 - 6AC7 il video è separato dal sincro, che viene eliminato, quindi il video è convogliato in una linea ritardatrice. Dallo stadio T_5 il video viene anche portato al tubo T_{14} - 6AC7 dove subisce un'ulteriore amplificazione; l'uscita di T_{14} è inserita nel separatore T_{15} - 6AC7 che preleva il sincro, cui segue lo stadio T_{16} - 6AC7 tosatore, lo stadio T_{12} - 6AC7 amplificatore di sincronismo e infine il tubo T_{13} - 6AC7 trasferitore catodico che reinserisce il sincro schietto di forma perfetta e assolutamente esente da disturbi, nel video alla fine della linea di ritardo, attraverso uno stadio mescolatore T_8 - 6AC7. La necessità di usare una linea di ritardo sorge dal fatto di dover compensare il tempo impiegato dal sincro a percorrere la catena descritta, in modo che il video proveniente da T_7 ed il sincro rimesso a nuovo pervengano contemporaneamente all'ingresso del mescolatore T_8. Dall'uscita di T_{16} il sincro è anche inviato agli stadi T_{17} - 6NS7 formatore degli impulsi e T_{18} - 6AG7 amplificatore degli impulsi formati che alimentano i diodi agganciatori (clamp) di T_{19}. Precisamente in T_{17} il sincro subisce differenziazione che sdoppia ciascun impulso originale in due impulsi uno positivo e l'altro negativo; l'impulso differenziato positivo viene eliminato per autopolarizzazione di griglia in T_{18}, mentre l'impulso differenziato negativo provoca all'uscita di T_{18}, montato come invertitore di fase, due nuovi impulsi amplificati, uno positivo in placca e l'altro negativo sul catodo, cioè di polarità opposta e di ampiezza atta a pilotare i diodi clamp. Lo stadio T_{11} - 6AG7 è una spia (monitore) che fa capo al banco di controllo del video segnale. Dal mescolatore T_8 il video viene amplificato da T_9 e T_{10} (2 - 6AC7) in parallelo, che costituiscono il modulatore, cioè l'amplificatore video di potenza, che innalza il livello del segnale modulante al valore necessario per conseguire la completa modulazione degli stadi RF del trasmettitore, come si è detto nei paragrafi precedenti.

La fig. 17 mostra il principio dello stabilizing amplifier della G.E. che pur essendo simile a quello di fig. 16 ne dif-

ferisce nella composizione e per la presenza di elementi nuovi. Il video, dopo l'amplificazione operata da T_1 e T_3, (entrambi 6AC7) perviene ai due catodi connessi direttamente tra loro del doppio diodo T_4 - 6AL5 detto « white clipper » ossia « tosatore del bianco », il cui circuito elettrico è indicato in fig. 18. Il video composto arriva alla griglia di T_3 - 6AC7 con polarità riferita al sincro positiva; sull'anodo di T_3 il segnale si ritrova amplificato e di polarità negativa, per cui la tensione di placca raggiunge i massimi in corrispondenza del bianco.

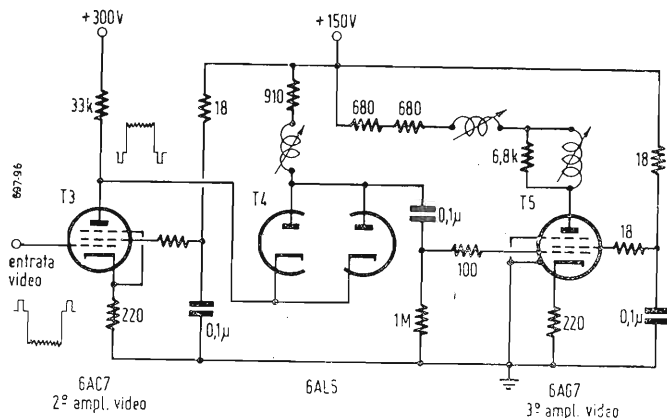



Fig. 18 - Tosatore del bianco (white clipper).

Allora i catodi di T_4 - 6AL5 divengono fortemente positivi in corrispondenza dei massimi bianchi ed il loro potenziale supera quello applicato in placca, per cui cessa la corrente anodica e nessun segnale viene trasmesso alla griglia controllo di T_5. Si vede quindi che regolando convenientemente le tensioni di placca e di catodo del tubo 6AL5 si può ottenere di limitare l'ampiezza del segnale in uscita dello stadio amplificatore video T_5 - 6AG7, in corrispondenza delle parti più brillanti dell'immagine, mantenendo costante il livello del nero. La regolazione fa capo ad un comando disposto sul banco di controllo e viene effettuata manualmente dal tecnico addetto ai controlli durante la trasmissione. All'uscita di T_6 in fig. 17 il sincro è stato eliminato, ma viene reinserito amplificato e rifatto attraverso la catena T_{13}, T_{14}, T_{15}, T_{16}.

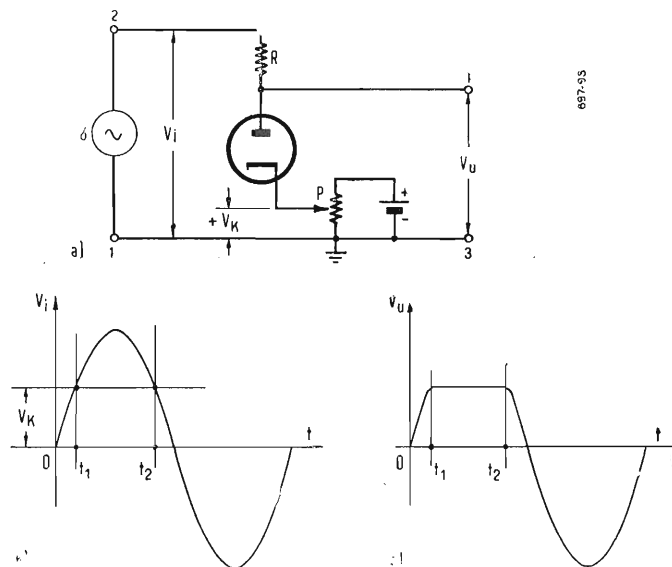



Fig. 19 - Circuito tosatore a diodo (diode clipper): a) Circuito di principio; b) Segnale applicato tra i punti 1 e 2; c) Segnale di uscita tra i punti 3 e 4.

Il segnale perviene successivamente alle griglie dei due tubi T_8 e T_9 (entrambi 807) in parallelo amplificatori video di potenza, ai quali seguono i due tubi T_{11} e T_{12} (2 - 6BG6) pure in parallelo, ma funzionanti da trasferitore catodico, il segnale sui catodi in parallelo di T_{11} e T_{12} costituisce il segnale modulante applicato allo stadio modulato a RF.

Il tubo T_{21} - 12AU7 alimenta il monitore sul banco di controllo. I doppi diodi clamp T_2, T_7, T_{10}, T_{14}, sono tutti alimentati dalla tensione di uscita della catena formatrice di impulsi. Dall'uscita di T_5 il video composto viene tosato da T_{13} - 6BA6, in cui il video viene parzialmente tagliato; seguono lo stadio T_{14} - 6AL5 agganciatore, che stabilisce il livello del nero, e il secondo tosatore T_{15} - 12AT7, che elimina completamente il video e lascia passare il solo sincro; questo viene *stirato* e amplificato dallo stadio stiratore T_{16} - 6AG7, detto « sync stretcher », e infine nuovamente restituito al video a formare il segnale composto. Dall'uscita del tosatore T_{15} il solo sincro perviene al formatore T_{17} - 12AU7, dove viene operata la differenziazione, che produce da ogni impulso rettangolare, un impulso basso positivo ed un impulso alto negativo; il primo in corrispondenza del piedestallo anteriore ed il secondo in corrispondenza del piedestallo posteriore. Lo stadio T_{18} - 6AQ5 generatore di impulsi separa l'impulso positivo, tosa parzialmente ed amplifica quello negativo in modo che all'uscita presenta un unico impulso nuovamente rettangolare coincidente coll'inizio del piedestallo posteriore. Dallo stadio T_{18} il sincro modificato passa nei due tubi in parallelo T_{19} e T_{20} (2 - 12AU7) amplificatori degli impulsi. Da questo stadio si prelevano due uscite: una in placca e l'altra sul catodo, cioè di opposta po-

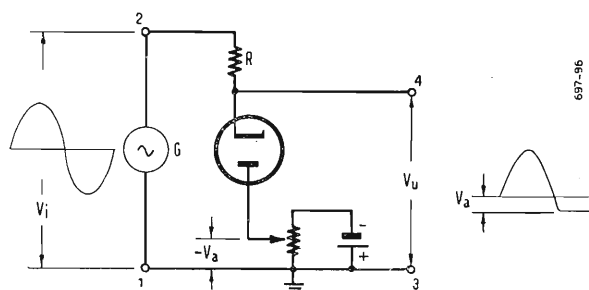



Fig. 20 - Circuito a diodo tosatore della semionda negativa.

larità come si richiede per il funzionamento dei diodi clamp. Dicesi « clip fade » una regolazione effettuata dal banco di controllo, del negativo di griglia del tubo T_6 quarto stadio di amplificazione video, con la quale è possibile far svanire totalmente il video e ricavare il solo sincro. È inoltre possibile variare l'ampiezza degli impulsi sincronizzanti già sommati al video immagine, agendo sul diodo clamp T_7 mediante il regolatore di ampiezza del sincro, noto coll'appellativo di « sync amplitude ». La potenza di cresta trasmessa può essere regolata col controllo di « potenza di picco » o « peak power », che fa variare l'ampiezza del video composto conservando le percentuali di sincro e di immagine precedentemente stabilite.

5. - CIRCUITI TOSATORI (CLIPPER) E AGGANCIATORI (CLAMPER).

Nei paragrafi precedenti si è accennato alle applicazioni di questi circuiti. Vediamo ora in che cosa consistono, qual'è il loro scopo e come funzionano.

5.1. - Circuito tosatore o limitatore.

È essenzialmente un limitatore di ampiezza del segnale

applicato alla sua entrata; il segnale che se ne ricava all'uscita è amputato in alto, o in basso, o in entrambi gli estremi. Il più semplice tosatore è quello a diodo, il cui schema di principio è rappresentato in fig. 19 a). Il segnale v_i applicato all'entrata tra i morsetti 1 e 2 sia dovuto a un generatore G che, per semplicità, supponiamo sinoidale; sia V_k la tensione conferita al catodo, positiva rispetto a massa (al polo negativo dell'alimentatore), regolabile col potenziometro P. La V_k costituisce un ritardo alla conduzione del diodo. In altri termini il diodo non conduce finchè il segnale applicato v_i non supera in ampiezza il valore V_k. Dunque, se il segnale di ingresso è la sinussoide di fig. 19 b), in uscita fra C e D si ricava la stessa forma d'onda che si ha all'entrata fintanto che il diodo è interdetto, perchè non essendovi passaggio di corrente, ai capi della R non si forma alcuna caduta di tensione; ma all'istante t_1, $v_i = V_k$ e subito dopo $v_i > V_k$ la placca è più positiva del catodo, il diodo diviene conduttivo, la corrente diodica produce una caduta di tensione ai capi della R; essendo la resistenza interna del diodo in conduzione molto minore della R, si può ammettere che la tensione al morsetto di uscita 4 sia la stessa esistente al catodo, ossia V_k. A questo valore si blocca la tensione di uscita fra la massa e la placca fintanto che nel diodo scorre corrente. All'istante t_2, v_i eguaglia nuovamente V_k; subito dopo $v_i < V_k$, il diodo passa all'interdizione e si rinnovano le condizioni esistenti per $o < t < t_1$, cioè la v_u ha la stessa forma ed ampiezza della v_i.

In conclusione per tutto il tempo di conduzione del diodo la sinussoide è stata troncata e fissata al valore V_k. È chiaro che il livello di tosatura dipende da V_k che è fatto variabile

semiperiodo di v_i forte passaggio di corrente anodica praticamente costante per cui la tensione di uscita v_u ricavabile in placca è pure costante e di valore leggermente inferiore alla tensione anodica che si avrebbe in condizioni di riposo, cioè senza segnale applicato fra 1 e 2. Durante la semionda negativa di v_i, se l'ampiezza V_i di questo segnale non supera il potenziale di interdizione del triodo, con la griglia negativa la corrente in questo elettrodo è nulla, la corrente anodica varia con lo stesso ritmo di v_i, e la tensione v_u riproduce la forma d'onda all'ingresso invertita ed amplificata. Se si conferisce una polarizzazione fissa V_k di catodo, si ottiene di diminuire il tempo del passaggio della corrente di griglia e quindi di limitare la tosatura della semionda positiva di v_i. I circuiti ora descritti altro non sono che i separatori che ci sono già noti dallo studio del ricevitore di TV. Così il separatore a tetrodo o a pentodo, che lavora con bassissime tensioni di schermo e di placca, per cui il potenziale di interdizione V_{go} è piccolissimo, permette il passaggio di corrente anodica solo per l'incidenza dei picchi di sincronismo, mentre passa all'interdizione tra due impulsi sincronizzanti successivi ed elimina completamente il video, se V_{go} coincide col livello del nero costituisce il ben noto separatore video sincro per autopolarizzazione per falla di griglia. Invertendo la polarità del segnale applicato in griglia, si ottiene di limitare l'ampiezza del sincro regolando opportunamente il potenziale di interdizione del tubo tosatore.

È evidente che nel caso di onda v_i sinoidale si può eliminare una semionda e smentare l'altra combinando le due azioni limitatrici per autopolarizzazione e per interdizione.

Fig. 21 - Circuito tosatore di entrambe le semionde.

Fig. 22 - Tosatore di griglia a triodo.

mediante un comando manuale, che permette di regolare a piacere gli istanti di inizio e fine della conduzione del tubo. Se si desidera tosare la semionda inferiore invece di quella superiore, basta disporre il circuito diodico come in fig. 20, ossia ricorrere al diodo invertito. La tensione continua da applicarsi in placca è ora negativa (— V_a) per portare all'interdizione il tubo. La semionda positiva di v_i viene trasferita inalterata all'uscita; lo stesso avviene per quello parti della semionda negativa per le quali $-v_i < -V_a$; per tutto il tempo in cui $-v_i > -V_a$ il diodo è conduttivo e la tensione v_u di uscita si blocca al valore — V_a. Per tosare tutte due le semionde è necessario il circuito di fig. 19 a doppio diodo; T_1 agisce come il diodo di fig. 19 a), mentre T_2 agisce come quello di fig. 20. Se $| V_k | = | V_a |$ la smentatura è uguale per entrambe le semionde; se $| V_k | = | V_a |$ le due semionde vengono cimate in misura diversa.

Nel tosatore di griglia di fig. 30, il diodo virtuale formato dal catodo e dalla griglia del triodo funziona analogamente al diodo di fig. 19 a), ma ora il catodo è a massa. Durante la semionda positiva di v_i la griglia è positiva rispetto al catodo, scorre corrente di griglia, ai capi di R_g si forma una caduta di tensione che autopolarizza negativamente la griglia, per cui la v_g si aggiusta al valore che rende la griglia leggermente positiva rispetto al catodo; si ha in tutto questo

5.2. - Circuiti agganciatori (clamper).

Sono essenzialmente dei ricompositori di componente continua. Anche questi ci sono già noti dallo studio del ricevitore TV. Riassumiamo perciò qui sommariamente il loro funzionamento.

5.2.1. – *Clamper agente per continuità.*

Il più semplice è rappresentato in fig. 23. Sfrutta un diodo invertito accoppiato a resistenza e capacità al circuito a video frequenza. Il diodo è conduttivo quando il suo catodo diviene negativo rispetto alla placca, ossia a massa; in questo stato la sua resistenza interna è piccola di fronte a R ($r = 500 \div 1000\ \Omega$; R è dell'ordine di 0,1 MΩ); quando il catodo è positivo rispetto alla massa il diodo si blocca; in questo stato la sua resistenza interna R_i è grandissima (dell'ordine dei 100 MΩ) e quindi trascurabile agli effetti della scarica del condensatore C. Supponendo che all'origine dei tempi, cioè per $t = 0$, abbia inizio una semionda negativa dell'onda rettangolare v_i di ampiezza V_1 applicata ai morsetti di entrata 1 e 2, poichè il condensatore non può caricarsi istantaneamente esso trasmette al catodo l'impulso — V_1 e lo rende

negativo; il diodo conduce e la corrente diodica carica il condensatore C con la costante di tempo rC molto piccola, per cui il potenziale del catodo si riduce a zero in un tempo brevissimo e si fissa a questo valore nullo fino che all'istante t_1 la v_i passa bruscamente dal valore $- V_1$ al valore $+ V_1$,

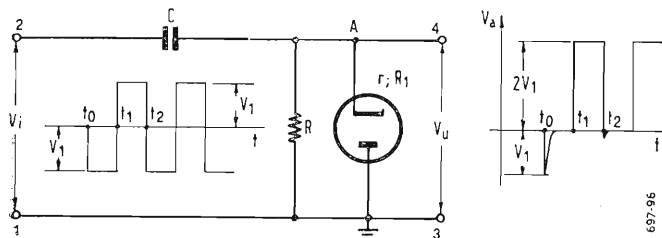



Fig. 23 - Diodo clamp (agganciatore) agente in modo continuo.

con un salto di tensione 2 V_1, che momentaneamente non impedito da C perviene al catodo, che pertanto si trova al potenziale $+ 2 V_1$ rispetto alla placca e a massa. Il diodo è ora in condizioni di interdizione ed il condensatore C si scarica in parallelo con R_1, quindi molto lentamente, tanto che la tensione di catodo rimane praticamente costante la valore $+ 2 V_1$ fino all'intervento del fronte discendente di v_i all'istante t_2, quando v_i passa istantaneamente da $+ V_1$ a $- V_1$ con un salto di 2 V_1 volt; lo stesso salto viene applicato al catodo il cui potenziale scende subito al valore competente al punto A, cioè all'incirca a zero; il diodo diviene per poco conduttivo, C si carica con la piccola costante di tempo rC e il potenziale del catodo raggiunge rapidamente lo zero. I cicli successivi si ripetono uguali a quelli ora descritti, senza il guizzo $- V_1$ di catodo, perchè essi iniziano colla tensione di catodo al punto A invece che a $- V_1$ che aveva per $t = 0$.

Concludendo la tensione di uscita v_u fra 3 e 4 è tutta praticamente al di sopra dell'asse zero, cioè all'onda v_i di valor medio nullo di ingresso, è stata sommata una componente continua pari a V_1 volt.

Un circuito clamp con tubo a tre o più elettrodi è ottenibile prelevando l'uscita sulla griglia che funziona da placca del diodo virtuale formato dalla griglia e dal catodo. Ricordiamo che un circuito clipper è un circuito clamp coll'aggiunta di una resistenza di carico ai capi della quale si preleva il segnale tosato. In altre parole il clamp fornisce solo la componente continua, mentre il clipper fornisce un segnale amputato ed eventualmente amplificato.

5.2.2. – *Clamper sincronizzato.*

In trasmissione trova vasta applicazione nella sezione a video frequenza il circuito di agganciamento sincronizzato schematizzato in fig. 24. Con tale disposizione la componente continua reinserita corrisponde al valore di tensione competente al livello del nero del video composto, dato dal piedestallo posteriore dal quale inizia ogni ciclo orizzontale. I diodi T_1 e T_2 e il potenziometro P costituiscono un ponte di Wheatstone alimentato sulla diagonale 1 - 2 dai condensatori C_2 e C_3 che vi adducono la tensione di un generatore T_3 avente impedenza di uscita praticamente nulla, con uguali resistenze di carico di placca e di catodo ($R_a = R_k$), invertitore di fase alimentato dagli impulsi sincro linea; dai circuiti anodico e catodico di T_3 si ricavano dunque due serie di impulsi di uguale ampiezza, ma di polarità opposta, in corrispondenza di ciascun piedestallo posteriore del video completo.

La polarità degli impulsi è positiva per il punto 1 (placca di T_1) e negativa per il punto 2 (catodo di T_2), cioè tale da portare entrambi i diodi in conduzione, per cui il punto 4 (catodo di T_1 e placca di T_2) assume lo stesso potenziale del punto 3 occupato dal cursore del potenziometro P. La con-

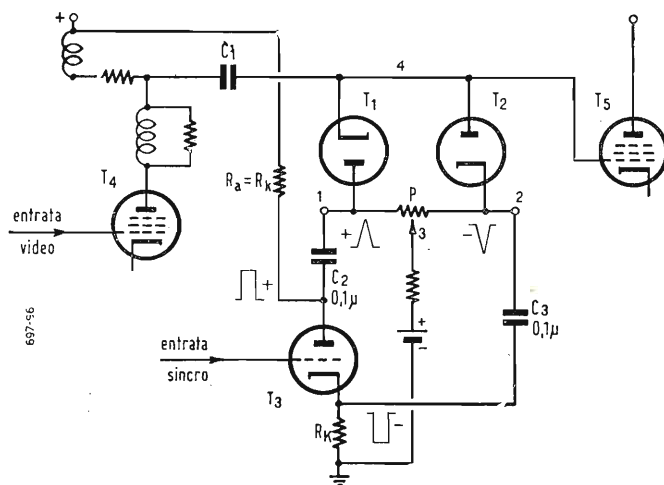



Fig. 24 - Circuito clamp (agganciatore) sincronizzato.

duzione dei diodi si limita al tempo di applicazione degli impulsi; negli intervalli fra questi, cioè fra due piedestalli posteriori consecutivi, T_1 e T_2 rimangono passivi, ossia interdetti. Dunque il clamp ha come effetto di portare il punto 4 al valore di tensione corrispondente al livello del nero all'inizio di ogni nuova linea. Il clamp ha essenzialmente la funzione di ricompositore di componente continua (ivi comprese le video frequenze inferiori a 25 Hz) cioè di rendere costante il livello del nero e di allineare tutte le creste di sincronismo. Poichè l'agganciamento ha la frequenza di ripetizione di linea, ogni indesiderato ronzio a 50 Hz viene da esso eliminato.

FINE

La trasformazione diretta delle radiazioni nucleari in elettricità

In seguito a nuovi esperimenti condotti presso i laboratori della Radio Corporation of America e di altri gruppi industriali ed enti di ricerca americani, il problema della trasformazione diretta delle radiazioni nucleari in elettricità ha richiamato l'attenzione dei tecnici e l'interesse del grosso pubblico.

Alla luce dei più recenti risultati sperimentali, il problema può considerarsi alla fase preliminare, in quanto si sono ottenute sinora correnti debolissime con batterie dotate di isotopi radioattivi. Nonostante queste difficoltà, la trasformazione diretta di radiazioni nucleari in corrente elettrica si presenta oltremodo vantaggiosa, in quanto non comporta l'uso di impianti complicati e di procedimenti eccessivamente dispendiosi sotto il profilo economico, ed estende l'impiego delle scorie dei forni atomici e degli isotopi radioattivi.

La fonte di radiazioni utilizzata nelle prime batterie atomiche è rappresentata dagli isotopi radioattivi. Pertanto, in considerazione della attualmente ancor limitata produzione dei radioisotopi nei reattori nucleari, non ci si possono attendere grandi risultati nella produzione di elettricità mediante la diretta trasformazione delle radiazioni.

Secondo un calcolo effettuato da alcuni tecnici americani, se tutta l'energia elettrica attualmente usata negli Stati Uniti fosse prodotta con impianti nucleari, la trasformazione diretta delle radiazioni delle scorie radioattive prodotte in un anno nei reattori nucleari potrebbe fornire una quantità di energia elettrica di appena 400 milioni di watt, cioè soltanto l'1 % del consumo annuale di elettricità negli Stati Uniti.

Naturalmente questo dato potrebbe essere valido soltanto in teoria, in quanto nella trasformazione delle radiazioni in corrente elettrica l'energia radioattiva delle scorie viene sfruttata dalle batterie atomiche soltanto in minima parte.

Ma, sempre restando nel campo delle ipotesi, la corrente elettrica prodotta dalle batterie atomiche a radiazioni potrebbe comunque rappresentare un non trascurabile contributo alle fonti di energia del paese, laddove si consideri che l'energia attualmente prodotta negli Stati Uniti con accumulatori e batterie a secco ordinarie è di circa 2 milioni di watt.

In base a calcoli prudenziali effettuati dagli scienziati nucleari americani, la produzione delle scorie radioattive dovrebbe raggiungere nel 1965 i 6100 kg all'anno, equivalenti ad una radioattività annua di 3 miliardi di curie, che potrebbe sviluppare a sua volta un'energia termica di 6.100.000 W, soltanto in parte trasformabile in energia elettrica con procedimenti diretti.

È quindi evidente — da queste ipotesi e previsioni — che i prodotti della fissione nucleare che ha luogo nei reattori non possono essere annoverati tra le fonti energetiche principali, in quanto la loro disponibilità, almeno allo stato attuale della scienza e della tecnica nucleari, è legata all'impiego di reattori come mezzo principale di produzione di energia elettrica su vasta scala.

I tipi di radiazioni destinati ad essere utilizzati per la trasformazione diretta in corrente elettrica nelle apposite batterie atomiche sono di due categorie: radiazioni dotate di carica e radiazioni sprovviste di carica. Tra le radiazioni del primo tipo sono: gli elettroni o raggi beta, le particelle alfa, gli joni e le particelle sviluppate nella fissione nucleare. Le radiazioni sprovviste di carica comprendono invece i raggi X, i raggi gamma, i neutroni e la luce sviluppata in un processo nucleare.

Tra le fonti più importanti di radiazioni dotate di carica sono le scorie radioattive dei reattori nucleari, mentre tra le fonti di radiazioni prive di carica vanno annoverati il sole, il cobalto 60 che emette raggi gamma, l'americio 241, ecc.

Il problema della schermatura delle batterie atomiche, in cui ha luogo il processo di trasformazione delle radiazioni in energia elettrica, è molto semplice per i raggi alfa o beta, mentre si complica con i raggi gamma al punto da esigere notevoli spessori di materiali schermanti e, conseguentemente, limitare il loro impiego alle installazioni fisse.

Per la trasformazione delle radiazioni del tipo con carica, esiste praticamente un solo metodo, che consiste nella raccolta dei vettori dotati di carica delle radiazioni mediante un elettrodo sino a creare un flusso elettrico nei conduttori. Nella prima batteria atomica realizzata dalla RCA nel 1954, gli elettroni emessi da mezzo milligrammo di stronzio radioattivo posto tra due dischetti di silicio purissimo erano captati da questi e «moltiplicati» sino a 200.000 volte prima di finire entro i conduttori ove davano luogo ad energia elettrica (0,2 V e un milionesimo di watt).

La disperzione, sotto forma di calore nei dischetti di silicio, ammontava nella prima batteria atomica a quasi il 99 % dell'energia emessa sotto forma di elettroni dallo stronzio radioattivo. Il metodo è stato ulteriormente perfezionato con nuovi procedimenti e materiali presi a prestito dalla tecnica elettronica, ma purtuttavia la batteria atomica resta un dispositivo che non è, al momento, suscettibile di vasta applicazione.

Anche per le radiazioni prive di carica sono stati escogitati alcuni metodi di sfruttamento, tra cui quello del potenziale di contatto, della termocoppia e dei giunti semiconduttori, sostanzialmente diversi tra di loro, ma con risultati pratici che si equivalgono. Tutti questi metodi vanno infatti perfezionati ulteriormente onde innalzare il rendimento complessivo della trasformazione e renderne possibile lo sfruttamento commerciale in batterie di utilità pratica.

Indipendentemente dai progressi che potranno essere conseguiti nell'elevare le caratteristiche della prima batteria atomica a radiazioni dotate di carica, è stato comunque accertato che, oltre alla possibilità di portare la sua tensione a diverse migliaia di volt, esiste anche quella di elevare in avvenire l'amperaggio della batteria, allorquando si potrà disporre semplicemente di maggiori quantitativi di isotopi radioattivi.

Materiali del genere di quelli richiesti dalle batterie atomiche attualmente hanno costi proibitivi e sono relativamente scarsi. Per l'ulteriore sviluppo delle batterie atomiche non v'è altro quindi che da attendere la realizzazione di materiali radioattivi a buon prezzo, dotati di radiazioni non eccessivamente penetranti e con una vita media notevole.

Per ora, l'unico isotopo radioattivo che risponde in parte a questi requisiti fondamentali per la trasformazione di radiazioni con carica in corrente elettrica è il nichel 63. Esso emette radiazioni beta o elettroni da 63.000 elettronivolt, ha una vita media di 85 anni, ma costa in ragione di 45 dollari per millicurie (circa 28.125 lire).

Sino a quando un materiale radioattivo «optimum» non sarà prodotto in quantità notevoli, alle batterie atomiche non resta che la possibilità di alimentare con tenui correnti dell'ordine di microwatt strumenti di misura, dosimetri, orologi scientifici di precisione, transistor, ecc. Ma, anche se temporaneamente limitato a questo particolare settore, l'apporto delle batterie atomiche al progresso della tecnica non può nè deve essere sottovalutato, poichè per la prima volta nella storia dell'uomo una fonte di energia può erogare corrente elettrica con continuità per un numero non indifferente di anni. *(u.s.)*

L'automazione in Gran Bretagna

Uno degli argomenti che in questi ultimi tempi è stato — ed è tuttora — all'ordine del giorno in Inghilterra è quello dell'*automation*, della nuova rivoluzione cioè, che segna l'ingresso della macchina pensante nell'industria moderna. Per la verità il termine — che ha il suo equivalente nel neologismo italiano automazione — è entrato nel linguaggio corrente degli inglesi da un anno appena, anche se è stato coniato già parecchi anni fa in America. Un anno fa ci fu appunto un grande congresso sull'automazione a Margate, e il gran pubblico si accorse allora che il fenomeno aveva cessato di essere un fatto teorico ed era diventato qualcosa di concreto e di attuale. In Italia, come è noto, un simile congresso sull'automazione si è svolto a Milano nell'aprile scorso. Ma vediamo che cosa ha riportato di attualità proprio in questi giorni in Gran Bretagna l'automazione.

L'occasione di questo interessamento universale non è delle più allegre: il fatto nuovo è stato uno sciopero: lo hanno chiamato lo sciopero «anti-robot», e hanno detto che è stato lo sciopero più importante del dopoguerra in Inghilterra. Lo sciopero in questione è scoppiato alla Standard, che è una delle più grandi fabbriche inglesi di automobili e trattori agricoli e che ha i suoi impianti a Coventry.

Già da tempo la Standard aveva deciso di riorganizzare radicalmente la sua produzione di trattori, e di automatizzare totalmente il settore della propria fabbrica che li produce.

La Standard si propone di effettuare questa riorganizzazione durante l'estate, installando impianti che costano l'equivalente di sette miliardi di lire. In conseguenza di ciò, circa 3.000 degli 11.000 suoi dipendenti, divenuti superflui, avrebbero dovuto essere licenziati.

A questo punto i capi della commissione interna della Standard hanno protestato chiedendo che nessuno venisse licenziato e che il lavoro venisse distribuito fra tutti gli operai, magari riducendo la settimana lavorativa a tre o quattro giorni. Di fronte al rifiuto dei dirigenti, rifiuto determinato da motivi tecnici, essi proclamavano lo sciopero chiedendo altresì l'appoggio dei loro sindacati. I sindacati rifiutavano l'appoggio ufficiale, ma dopo un incontro con i dirigenti della Standard questi ultimi accettavano di posporre il licenziamento degli operai e, pur non impegnandosi formalmente, si dichiaravano pronti a discutere con i funzionari sindacali locali e i lavoratori i modi e i mezzi per introdurre nella fabbrica le nuove attrezzature senza provocare licenziamenti su vasta scala. Su questa base gli operai di Coventry tornavano al lavoro e subito avevano inizio i colloqui fra le due parti.

Vi è chi accusa i sindacalisti di essere stati i principali responsabili di questa agitazione. E può anche darsi che ciò sia vero; ma è vero altresì che l'agitazione ha delle radici più profonde. Nessuno dubita che l'automazione sia destinata ad avere, a lungo andare, effetti benefici per tutti, producendo un generale aumento del tenore di vita; ma si tratta di vedere a che condizioni debba effettuarsi la transizione dell'industria d'oggi all'industria automatizzata. A questo punto è inevitabile ci si chieda: ma cosa è esattamente questa automazione? È davvero un fatto così sensazionale, così nuovo, così «storico»? Effettivamente più d'uno va parlando di una «seconda rivoluzione industriale» non meno importante della prima verificatesi circa 200 anni fa. Come nella prima rivoluzione industriale la forza dell'uomo venne sostituita dalla potenza della macchina (e questa è stata la meccanizzazione), così in questa seconda rivoluzione industriale la sua intelligenza, è detto, sarà sostituita dai controlli elettronici: in altri termini dall'automazione.

Oggi lo sviluppo delle macchine elettroniche fa sì che queste non soltanto intervengano nelle

« catene di produzione », sostituendo nei passaggi dall'una all'altra l'elemento umano, ma siano anche in grado di esercitare funzioni di ispezione, controllando cioè che i singoli pezzi siano stati fabbricati come si deve. Sono insomma dotate di una certa « intelligenza », anche se soltanto di quell'intelligenza che i creatori delle macchine elettroniche hanno deciso di accordar loro.

Nella fabbrica ideale, completamente automatizzata, dovrebbe entrare, da un estremo, la materia prima: dall'altro estremo dovrebbe uscire il prodotto finito. A questo ideale ci si sta avvicinando gradualmente.

Nel rapporto pubblicato proprio in questi giorni dal Reparto per la ricerca Scientifica e Industriale, la fabbrica del futuro è prevista come diretta automaticamente non solamente per quanto riguarda la produzione delle merci, ma dal momento in cui i dati di mercato sono immessi in calcolatori elettronici per indicare le preferenze dei consumatori e le richieste di mercato. Tale fabbrica — viene previsto — sarà diretta in base a piani elaborati da un cervello elettronico che analizzerà le informazioni relative alle vendite e gli studi di mercato. Il materiale verrà lavorato da macchine, ispezionato e montato senza che nessun operaio debba compiere qualcuna delle operazioni tradizionali. L'elemento umano in questa organizzazione sarà necessario unicamente per svolgere mansioni direttive, per sorvegliare e mantenere le macchine e per compiere qualche lavoro d'ufficio.

È già possibile, dice il rapporto, prevedere una vasta e complessa fabbrica interamente automatica in cui una macchina calcolatrice integra e controlla le diverse linee automatiche di produzione. Questo è il più importante nuovo elemento dell'automazione, anche se non può essere immediatamente realizzato.

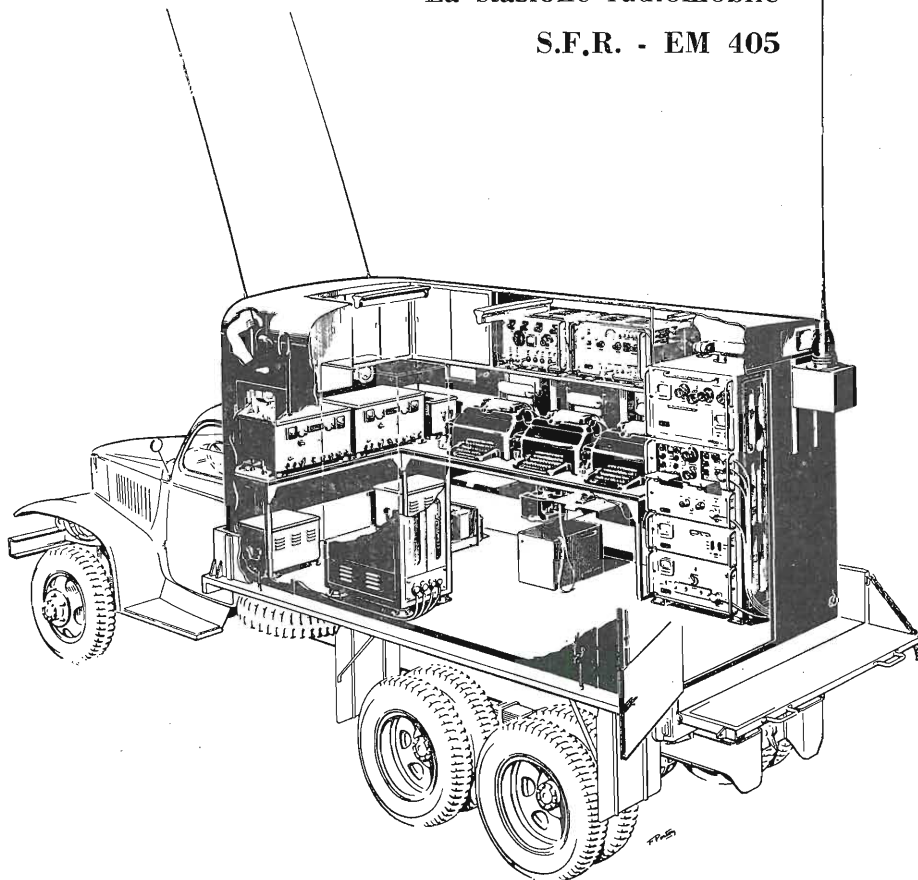
Il rapporto pone i problemi dell'automazione nella loro giusta prospettiva ricordando che socialmente essi sono comuni a tutte le forme di progresso tecnico. Come tutte le invenzioni, l'automazione comporta anche rischi per le direzioni che dovranno essere dotate di immaginazione per approfittare delle circostanze e agire, quando necessario, in base a « congetture ponderate ».

Intanto piani per una stretta cooperazione fra il Governo e ambo i lati dell'industria per discutere l'introduzione dell'automazione sono stati recentemente annunciati ai Comuni dal Ministro del Lavoro, Iain Macleod.

Il Ministro ha detto: « Lo sviluppo tecnologico è stato per molti anni una caratteristica della nostra vita economica e l'automazione rappresenta l'ultima e più nuova forma di tale sviluppo. Essa è accolta con piacere dal Governo e dall'opinione responsabile di ambo i lati dell'industria come essenziale alla nostra futura efficienza e alla continuazione pertanto del pieno impiego. Noi ci rendiamo anche conto delle naturali preoccupazioni che la sua introduzione può causare. Vi saranno problemi di impiego comportanti una nuova distribuzione della manodopera. Nuove capacità verranno richieste. Questi problemi possono essere soddisfacentemente risolti se il Governo e ambo i lati dell'industria lavoreranno in reciproca e stretta cooperazione. È essenziale che le ditte contemplanti l'introduzione dell'automazione esaminino fin dall'inizio nella loro pianificazione quali influenze essa potrà avere sui loro lavoratori e provvedano al più presto a discussioni con essi ».

Il Ministro ha proseguito dicendo che il Governo accetta la sua responsabilità per il mantenimento del generale livello della richiesta. Esso presterà anche la sua assistenza per far fronte agli speciali effetti che i cambiamenti tecnologici avranno nel campo dell'impiego disponendo per una vasta espansione dell'addestramento tecnico e assistendo, attraverso i suoi servizi, quei lavoratori che dovessero cambiare mestiere.

« Il Governo ritiene », ha concluso il Ministro, « che se tutti gli interessati svolgeranno la loro parte, i nuovi cambiamenti, con le loro illimitate possibilità per il futuro, risulteranno di incommensurabile vantaggio per la prosperità e la felicità della nazioni ». *(u.b.)*

La stazione radiomobile S.F.R. - EM 405

Il disegno che qui sopra riproduciamo rappresenta in visione « fantasma » l'interno della stazione radiomobile costruita dalla Société Française Radio-Electrique, per collegamenti mobili o semifissi tra centri di trasmissione. Le caratteristiche che, in generale, si richiedono a tale genere di impianti, dotati di un gruppo di telescriventi, sono: massima protezione dei segnali utili, nei riguardi dei parassiti, quindi modulazione per spostamento di frequenza dell'onda portante (frequency shift); massima elasticità di servizio nella banda assegnata, quindi possibilità di sintonia continua.

A destra entrando, è disposto il trasmettitore 400 W e, di fianco, il gruppo telescriventi. Sul fondo sono posti i due ricevitori e il pannello per la ricezione col sistema « diversity ». Sopra le telescriventi, i pannelli di esercizio e di comando del trasmettitore. Nella fotografia sotto riprodotta è visibile il complesso montato su un autocarro di 2,5 tonn. *(tel.)*

Il programma dell'AEC per la realizzazione di reattori generatori

Nell'ultimo semestre del 1955, il programma della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) relativo alla realizzazione dei reattori nucleari generatori adatti alla produzione di elettricità e alla propulsione aerea e navale, ha conseguito notevoli progressi.
Parallelamente all'impulso dato dall'AEC alla creazione di una tecnica d'avanguardia nel campo dei reattori generatori di vario tipo, mediante la costruzione di tre centrali elettronucleari entro il 1956 e di una quarta entro il 1957, l'industria privata americana ha sottoposto all'approvazione dell'ente governativo per l'energia atomica numerosi nuovi progetti di centrali da portare a termine entro il 1960.
Nel settore della propulsione atomica, grandi progressi sono stati raggiunti per un impianto navale adatto a potenziare navi di grande tonnellaggio e per un apparato destinato al primo velivolo atomico sperimentale. Il « LSR », o reattore per grandi navi, è uscito dalla fase di progettazione ed è stata iniziata la costruzione del suo prototipo, che dovrà essere collaudato a terra presso il Centro Nazionale Reattori dell'AEC, situato nel deserto dell'Idaho. Inoltre nell'estate del 1957 sarà probabilmente impostato lo scafo della prima portaerei atomica.
Per quanto riguarda i reattori generatori per impianti di produzione di elettricità, il « PWR » o reattore ad acqua pressurizzata dalla centrale nucleare di Shippingport è ormai in fase avanzata.
Le opere in muratura sono quasi ultimate, mentre gli elementi del reattore sono stati in gran parte consegnati alla Westinghouse dalle ditte che avevano ricevuto l'appalto per la loro costruzione.
Il completamento dell'impianto nucleoelettrico da 100 kW di Shippingport, che in un primo tempo produrrà 60 mila kW di elettricità, sarà effettuato entro l'estate dell'anno prossimo.
Nello stesso tempo, il Laboratorio Nazionale Argonne dell'AEC prosegue il perfezionamento dei reattori ad acqua bollente (« BWR »), che differiscono dal precedente in quanto la produzione di vapore avviene direttamente nel reattore. Dopo le soddisfacenti prove date dal Borax I nel 1953, dal Borax II nell'inverno 1954-55 e dal Borax III con quale il 7 luglio 1955 venne illuminata la cittadina di Arco, nell'Idaho, l'AEC ha deciso di costruire un quarto reattore sperimentale ad acqua bollente, l'« EBWR » da 5000 kW, che dovrà servire come impianto-pilota per la realizzazione di centrali nucleari di grande mole, tra cui quella della Commonwealth Edison da 180 mila kW che sorgerà nei pressi di Chicago.
Tra breve sarà iniziato a Santa Susana, località a 40 km da Los Angeles, il montaggio del reattore al sodio costruito dall'Atomics International per conto dell'AEC. Sebbene lo « SRE » sia un reattore sperimentale e non sia stato previsto alcun impianto per lo sfruttamento dell'energia termica da esso prodotta, l'AEC ha concluso un contratto con la Southern California Co., per l'installazione di un turboalternatore, di scambiatori di calore e di altri apparati per lo sfruttamento dell'energia termica prodotta dal reattore. La potenza installata di questo impianto dovrebbe essere di 7500 kW di elettricità. In cambio della costruzione degli impianti elettrici, la Southern California Edison si riserverà il diritto di pagare 1 dollaro e 80 centesimi per ogni milione di calorie utilizzate per azionare le turbine del generatore di elettricità.
Non appena l'impianto sperimentale di Santa Susana, che entrerà in funzione nell'estate prossima, avrà permesso di raccogliere dati e indicazioni utili, potrà essere costruita la centrale nucleo-elettrica da 75 mila kW, da azionare con un reattore analogo, proposta dalla Consumers Public Power District of Columbus, nel Nebraska.
In seguito alle indicazioni emerse nelle esperienze con il primo reattore ad autorigenerazione « EBR-1 », il Laboratorio Nazionale Argonne ha effettuato alcuni esperimenti con un modello di reattore azionato ad energia atomica e raffreddato con sodio liquefatto. Il modello ha funzionato con pieno successo, dimostrando la possibilità di utilizzare il sodio come refrigerante a temperatura di 270 °C. Da questo modello a scala ridotta sarà costruito entro il 1959 il reattore « EBR-2 » alimentato con plutonio e raffreddato con sodio. L'impianto produrrà 62.500 kW di calore e 15 mila kW di elettricità.
Nello stesso tempo, presso il Laboratorio Argonne, è stato costruito un reattore ad autorigenerazione, con livello di energia zero, che consentirà di accertare sperimentalmente le condizioni di funzionamento del nucleo dell'« EBR-2 », mentre è in via di completamento anche un impianto per la produzione di barre di plutonio di tipo adatto al nuovo reattore.
Per superare la difficoltà delle barre di plutonio, il Laboratorio Scientifico di Los Angeles sta parallelamente studiando la possibilità di costruire un reattore in grado di utilizzare come combustibile il plutonio fuso.
L'industria privata si accinge a costruire entro il 1960 una centrale da 100 mila kW, azionata da un reattore autorigenerante del costo complessivo di 45 milioni di dollari (circa 28 miliardi di lire). La proposta relativa avanzata all'AEC della Detroit Edison Company è stata già approvata. Nonostante il costo elevato dell'impianto in rapporto alla sua capacità di produzione, nell'impianto si dovrebbe, con una progettazione accurata, ottenere una quantità maggiore di plutonio di quella utilizzata per la produzione di energia termica. Infatti durante la reazione nucleare l'uranio 238 non fissile contenuto nel reattore dovrebbe essere trasformato in plutonio fissile.
Oltre a questi reattori, che verranno impiegati come impianti-pilota per la costruzione di centrali nucleoelettriche su vasta scala; l'AEC ha in corso di costruzione numerosi altri tipi di reattori, quali l'« HRE-2 » o reattore omogeneo sperimentale alimentato con una soluzione di solfato d'uranio (U-235 al 90 %) in acqua pesante, il « LAPRE-1 » ed il « LAPRE-2 » o reattori sperimentali generatori che impiegano fosfato d'uranio in soluzione con acqua, l'OMRE o reattore moderato con difenile.
Complessivamente, entro il 1962, dovranno essere costruite negli Stati Uniti 19 centrali nucleoelettriche con una potenza installata di oltre 1.340.800 kW, di cui 15 industriali e 4 sperimentali.
È molto probabile che il numero delle centrali nucleari che veranno realizzate negli Stati Uniti, potrà essere ulteriormente aumentato soprattutto dopo l'entrata in funzione dell'impianto di Shippingport; che potrà finalmente dare per la prima volta un'idea abbastanza precisa dei costi di esercizio, questione che è del massimo interesse per un paese che, come gli Stati Uniti, possiede i 2/3 dei giacimenti di carbone di tutto il mondo e numerose altre fonti di energia a buon mercato.
È quindi ovvio che soltanto un basso costo unitario dell'energia elettrica prodotta con combustibili nucleari potrà stimolare l'iniziativa privata alla costruzione di impianti elettronucleari molto più efficacemente che non il semplice desiderio di mantenersi al corrente col progresso tecnico e scientifico in questa prima fase della grande rivoluzione nucleare.
Secondo una relazione preparata recentemente per il Congresso da una commissione di esperti, comprendente rappresentanti della Commissione americana per l'Energia Atomica, del Laboratorio Nazionale di Oak Ridge, della Babcock & Wilcox, dell'azienda elettrica del New England, della Westinghouse e della General Electric, si può essere certi che entro alcuni decenni l'energia nucleare sarà adoperata con profitto per la produzione di forza motrice, sia nei paesi ad elevata industrializzazione, che in quelli non ancora progrediti, soprattutto per il fattore costo, pur non soppiantando tutti gli altri sistemi di produzione di elettricità.
L'energia elettronucleare potrà inoltre livellare le differenze tra i costi di produzione da un paese all'altro, dovute in gran parte alla scarsa disponibilità di combustibili ordinari « in loco », nonchè impedire il rialzo dei prezzi di questi ultimi in rapporto alla crescente domanda dell'industria.
Da un calcolo prudenziale effettuato dalla suddetta commissione risulta che, in conseguenza del progresso tecnologico e scientifico, entro 25 anni l'attuale costo di 240 dollari per kW di potenza installata delle centrali nucleari si ridurrà ad almeno 165 dollari entro il 1980, eguagliando all'incirca il costo medio delle centrali elettriche normali, che è di 140 dollari per kW di potenza installata.
Tra i progressi tecnici che contribuiranno alla diminuzione dei costi di costruzione delle centrali elettonucleari, la commissione annovera i seguenti: pressioni e temperature di esercizio più elevate; nuovi procedimenti per la produzione di nuovi metalli quali lo zirconio, e impiego di acciai normali in luogo degli attuali acciai inossidabili; revisione delle attuali norme di sicurezza negli impianti nucleari alla luce delle norme in vigore in stabilimenti ove si effettuano lavorazioni pericolose, per scartare i costosi involucri protettivi antiradiazioni; adozione di nuovi tipi di reattori nucleari con maggiore economia di alimentazione.
Relativamente al costo unitario del combustibile nucleare, che è di circa 4 millesimi di dollaro per kWh, esso dovrebbe ridursi a 2 millesimi entro il 1965 e 1 millesimo e mezzo entro il 1980. Il calcolo accettato come base di discussione dalla commissione è tra i più pessimistici e quindi non dovrebbe essere impossibile raggiungere una riduzione più sensibile entro il periodo 1955-1980. Come è noto, negli Stati Uniti, i più bassi costi del combustibile ordinario per kWh variano da 3,3 millesimi di dollaro a New York, a 2,7 a Chicago e 1 a Dallas.
Per quanto riguarda il costo operativo, che è previsto per i primi impianti a scala industriale in 1,1 millesimi di dollaro al kWh; esso dovrebbe raggiungere 0,8 millesimi entro il 1980, fermo restando il presupposto che il rendimento delle centrali nucleoelettriche sarà di poco inferiore a quello degli impianti convenzionali. *(u. s.)*

Sistema telefonico ultramoderno per un ente televisivo

Un sistema telefonico veramente ultramoderno è stato installato nella nuova sede londinese della « Associated Rediffusion Ltd », che si occupa dei programmi della televisione commerciale britannica.
Questo sistema ha una capacità iniziale di 500 collegamenti, con 75 linee pubbliche ed 8 posizioni sui tavoli di commutazione. Il personale può chiamarsi a vicenda, oppure comunicare con un utente esterno, usando lo stesso apparecchio. Linee private collegano inoltre il centralino con gli studi e gli uffici esterni dell'organizzazione, rendendo possibili comunicazioni rapide ed efficienti.
L'attrezzatura è montata in modo da consentire un massimo grado di accessibilità alle sue varie parti.
Anche se un selettore comincia a non funzionare nella maniera dovuta, le varie linee possono sempre fare le loro chiamate. Gli eventuali difetti, o guasti, nel sistema vengono indicati automaticamente, in modo da render nota immediatamente la natura dell'inconveniente e l'esatta posizione dell'elemento difettoso. Queste indicazioni appaiono sui tavoli di commutazione.
Quando le linee sono occupate con l'esterno, il centralino ne viene avvertito mediante speciali lampadine colorate. *(u.b.)*

Attrezzature elettroniche per l'Italia

Il Governo italiano ha ordinato a una ditta britannica attrezzature elettroniche per un valore di 20 mila sterline.
Tali attrezzature, fra cui numerosi articoli di progettazione e fabbricazione della ditta stessa, comprendono oscillatori, apparati misuratori della distorsione telegrafica, analizzatori universali spettroscopici e apparecchi per la prova dei transistori. *(u.b.)*

Realizziamo la nostra Fonovaligia

dott. ing. Franco Simonini

In una valigetta di dimensioni ben poco superiori a quelle della semplice valigetta di solito adibita al solo giradischi, trovano posto l'amplificatore di bassa frequenza con le regolazioni di tono e di volume e l'altoparlante ellittico.

ORMAI il giradischi a tre velocità e la musica riprodotta con dischi microsolco si sono largamente diffusi. Ma spesso non è possibile adattare il giradischi al vecchio ricevitore di casa previsto per lo più per accoppiamento con testine elettromagnetiche a bassa impedenza.

Anche per questo motivo si stà sempre più popolarizzando la fonovaligia, ordigno utilissimo per i caratteristici quattro salti in famiglia. Ci siamo quindi preoccupati di presentare ai nostri lettori un circuito di costo ridottissimo e di facile realizzazione. Le caratteristiche di produzione sono state particolarmente studiate sia introducendo un certo grado di controreazione sia curando la scelta dell'altoparlante.

Si tratta di un circuito intelligentemente « tirato » in modo da consentire una produzione di serie, ma anche di qualità.

Il radioamatore oggi potrà spendere al massimo diecimila lire per il giradischi, cinque o sei per la valigetta ed altrettanto per l'amplificatore. Vale proprio la pena quindi di mettersi al lavoro.

In fig. 2 abbiamo riportato lo schema della realizzazione.

Come si vede è semplicissimo. Si impiegano in tutto tre valvole tipo rimlock, 7 condensatori, altrettante resitenze, i due potenziometri di volume e tono più un autotrasformatore di debole wattaggio.

Vediamo ora di discuterne lo schema per chiarirne ogni particolare.

1. - IL CIRCUITO.

Il cuore della realizzazione è l'altoparlante ellittico componente sul quale non vale davvero la pena di lesinare perchè da esso dipende in buona misura la qualità di produzione. Come noto il vantaggio dell'altoparlante ellittico oltre a quelle di occupare uno spazio ridotto sta nel fatto che presenta due risonanze l'una per le note gravi corrispondente al diametro maggiore ed una per le acute corrispondente al diametro minore dell'ellisse.

Si può arrivare così ai 100 Hz di frequenza di risonanza già più che accettabili e qualche volta scendere anche più in basso giocando sull'acustica del mobile; si può pure arrivare fino ai 10.000 Hz per le frequenze più elevate così che anche gli acuti dei violini e le spazzole della batteria jazz potranno venir senz'altro riprodotti.

Gli altoparlanti magnetodinamici di piccole dimensioni presentano inoltre il vantaggio di essere particolarmente sensibili. Con una eccitazione di circa 0,5 W si ha già un notevole volume sonoro. È sufficiente quindi un'amplificazione di circa 500 (l'uscita dei riproduttori piezoelettrici di aggira infatti sui 0,2 V) da parte del complesso che può così venir efficacemente controreazionato di circa 15 dB.

Un simile grado di controreazione può venir applicato senza timore di inneschi anche se il trasformatore di uscita è realizzato senza troppo riguardi per le rotazioni di fase.

Essa è infatti applicata tra l'avvolgimento da 2,5 ohm di secondario del trasformatore di uscita e l'entrata dell'amplificatore così che, grazie alla controreazione di tensione che si realizza, l'impedenza di lavoro diminuisce sensibilmente in valore, mentre migliora

nello stesso tempo la risposta agli estremi della banda.

Con le condizioni di lavoro indicate nello schema la distorsione a pieno voluee (condizione ben difficilmente realizzata) si aggira sull'1,5 %. Questo risultato è stato ottenuto grazie alla scelta opportuna delle valvole. La EBC41 è infatti un triodo con «mu» di 70 e la EL41, con 10 mA/V di pendenza, permette un'amplificazione di circa 60 ÷ 70 volte presentando inoltre un'alta sensibilità di potenza.

L'impedenza di ingresso di un riproduttore piezoelettrico dovrebbe essere un poco elevata almeno di 3 MΩ ma, dato che sotto i 100 Hz sarà ben difficile che il nostro altoparlante dia risposta apprezzabile, possiamo accontentarci del solo potenziometro da 1 MΩ. La resistenza di polarizzazione della EBC41 da 10 MΩ non costituisce un carico apprezzabile anche se, funzionando da resistenza di fuga per gli ioni dovuti al vuoto non troppo spinto del tubo, l'impedenza complessiva di fuga si deve considerare comprensiva dell'impedenza del tratto catodo griglia del triodo.

Per alimentare la EL41 senza impiegare impedenza di filtro si è ricorsi ad un vecchio espediente che ha permesso di ottenere i circa 250 V di alimentazione di placca semplicemente utilizzando la presa a 220 V dell'autotrasformatore di alimentazione.

Allo scopo infatti il trasformatore di uscita è stato munito di un secondo avvolgimento disposto in serie a quello attivo percorso dalla corrente di placca. Esso alimenta il resto dell'amplificatore (griglia schermo della finale e placca della EBC41) ed essendo percorso in senso inverso a quello seguito dalla corrente di placca della finale induce nel secondario una tensione del ronzio residuo in opposizione di fase con quella generata dall'avvolgimento attivo. All'uscita questo ronzio a 50 Hz (raddrizzatrice monofase) rimane così quasi completamente eliminato; quel poco che ne resta d'altra parte ha ben poche probabilità di essere riprodotto dato che l'altoparlante risuona sui 100 Hz ed è ben poco sensibile alle frequenze inferiori a questa frequenza.

Questa sezione del trasformatore di uscita si comporta d'altra parte come un'impedenza di filtro aiutata in questo dalla resistenza di caduta di 1500 ohm. È così sufficiente una cartuccia di due elettrolitici di 32 μF e 350 V lavoro per ottenere un perfetto filtraggio.

Si ottiene anche il vantaggio di ridurre, nel ferro del trasformatore di uscita, il flusso dovuto alla corrente continua, così che è possibile eliminare il traferro nel montaggio delle lamine del trasformatore ed ottenere una migliore risposta alle basse frequenze oltre che meno perdite nel ferro.

Il potenziometro di 0,1 MΩ di tono è stato disposto ai capi dell'avvolgimento primario di placca anzichè tra placca e massa perchè in questo modo il condensatore non è sollecitato dalla tensione continua ma solo da quella alternata; non solo ma in caso di perdita di isolamento da parte del condensatore il potenziometro non viene a correre rischi.

Si è preferito per sicurezza scegliere tubi a bassa tensione di filamento ed alimentarli in derivazione con avvolgimento a parte. I filamenti disposti in serie, specie quelli delle valvole a bassa dissipazione come i triodi rivelatori, si interrompono infatti con gran facilità.

Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore montato nella fonovaligia. Pur nella sua semplicità esso consente una buona qualità di riproduzione. La realizzazione pratica è illustrata nella fotografia riprodotta qui a fianco.

2. - LA REALIZZAZIONE.

La foto di fig. 1 fornisce un'idea della realizzazione. Come si vede la valigetta è di dimensioni ben poco superiori a quelle della semplice valigetta di solito adibita al solo giradischi.

L'altoparlante è stato sistemato sul piano che porta anche il giradischi. Diciamo subito che questa non è la soluzione migliore e che converrebbe aumentare di qualche centimetro le dimensioni del fianco della valigetta ed in esso disporre l'uscita sonora dell'altoparlante. In qualche caso l'altoparlante viene disposto sul coperchio della valigetta stessa, ma non si tratta della migliore soluzione che rimane sempre quella di lasciare una certa massa d'aria di sfogo alla parte posteriore del cono dell'altoparlante perchè si può creare così una camera d'aria che può migliorare la risposta dei bassi.

Comunque, a parte questa soluzione più che economica da noi qui presentata, esiste pure un'altra soluzione che permette di realizzare la fonovaligia in modo originale ed efficace.

Si tratta di far costruire una valigetta che oltre al piano che porta normalmente il giradischi presenti un incavo in cui sistemare la piccola radio da comodino che è ormai presente quasi in ogni famiglia. È sufficiente che il piano della valigetta porti una spina in cui infilare la presa posteriore inferiore del fono dell'apparato radio.

Si tratta di una soluzione simpatica ed utilissima specie per gli spostamenti della famiglia durante le vacanze. E tanto più convincente, in quanto oggi è abbastanza facile costruirsi una radiolina con 15 mila lire al massimo e con ottimi risultati. La cifra di cui abbiamo parlato all'inizio sale così alle 30.000 lire al massimo.

Siamo a disposizione di quanti tramite la Redazione desiderassero consigli ed ulteriori informazioni. *

* * *

Una «lavagna luminosa» impiegata in TV

In una delle ultime trasmissioni televisive de «Il piacere della casa» — rubrica quindicinale di arredamento curata dall'architetto Paolo Tilche — è stata usata una «lavagna luminosa» sulla quale sono apparsi i disegni che l'architetto Mario Tedeschi ha realizzato ad illustrazione degli argomenti svolti. La «lavagna luminosa» non è altro che uno schermo — in questo caso di vetro smerigliato — sul quale viene proiettata un'immagine disegnata su nastro di celluloide, incorporato in un proiettore speciale. La proiezione dell'immagine avviene in forma indiretta attraverso una lente d'ingrandimento ed un prisma.
La singolarità di questa apparecchiatura consiste nel fatto che il nastro di celluloide è disposto in maniera da potervi disegnare agevolmente con un inchiostro speciale. Data l'utilità di questa particolare «lavagna», è probabile che essa sarà usata ancora, ove se ne presenti l'occasione. *(r. tv.)*

Televisore Sperimentale per Tubo R. C. di 7 Pollici a Deviazione Elettrostatica

(parte prima di due parti)

dott. ing. Gustavo Kuhn

1. - GENERALITÀ.

COME ERA stato promesso su queste pagine breve tempo fa, compare ora la descrizione di un ricevitore televisivo con tubo catodico di piccolo diametro, a deflessione elettrostatica.

Illustriamo anzitutto le caratteristiche dell'apparato. Esso si compone di due telai distinti; questo sistema di costruzione ha uno scopo che verrà tra poco spiegato.

Il primo telaio comprende gli stadi ad alta frequenza, la rivelazione, lo stadio ampificatore video e tutti i circuiti del suono.

Sul telaio numero due trovano posto lo stadio separatore dei segnali di sincronismo, gli oscillatori di riga e di quadro, gli amplificatori di deflessione e l'alimentazione di tutto il ricevitore.

Chi si accinge alla costruzione di questo complesso è molto probabilmente un radiotecnico che intende fare il suo ingresso nel campo televisivo.

Quando egli avrà costruito il suo primo televisore da 7 pollici, rendendosi conto di tutti quei fenomeni e di quegli accorgimenti necessari che soltanto il montaggio e la messa a punto in pratica possono mostrare, avrà presto il desiderio di passare alla realizzazione di un modello a grande schermo, con tubo a deflessione magnetica.

Questo passo avanti sarà agevolato dal piccolo televisore stesso.

Infatti il primo telaio, quello cioè che comprende gli stadi ad alta frequenza, è già stato progettato per funzionare con un cinescopio da 14" o 17". La banda passante è sufficientemente larga per assicurare una buona definizione anche con uno schermo di quelle dimensioni, e la tensione di pilotaggio dell'elettrodo di luminosità è all'incirca la stessa sia per un tubo elettrostatico da 7" che per un cinescopio da 14" o 17".

Rimarrà soltanto da realizzare un telaio comprendente i circuiti di deflessione per il cinescopio, con l'alimentazione ad altissima tensione, ed i circuiti dell'alimentazione anodica dimensionati più largamente per il maggiore consumo di tutto l'apparato.

Finora il piccolo televisore sarebbe riutilizzato solo a metà, ma questo non è tutto.

Il secondo telaio, con le deflessioni e l'alimentazione, insieme al tubo catodico da 7", che si rendono così liberi, costituiscono un buon oscilloscopio per completare l'attrezzatura di laboratorio.

Basterà racchiuderlo in una cassetta metallica, portare sul pannello frontale oltre ai controlli già esistenti i controlli originariamente semifissi di centraggio e di ampiezza, prevedere i morsetti di ingresso verticali ed orizzontali, i morsetti di sincronizzazione e due commutatori per l'inserimento o meno degli spazzolamenti.

Senza altre modifiche questo oscilloscopio è perfettamente adatto al servizio TV. Lo spazzolamento orizzontale infatti è regolabile in un campo di frequenza intorno a quella di riga, per l'analisi di tutti i circuiti di un televisore in cui sia necessario l'esame a frequenza di riga.

Per i circuiti in cui si debba usare uno spazzolamento a frequenza di quadro, si può inviare il segnale all'amplificatore orizzontale, ed introdurre gli spazzolamenti verticali nell'oscilloscopio. E' soltanto questione di abituarsi a vedere l'oscillogramma coricato su un fianco.

Sarà naturalmente preferibile modificare il circuito di spazzolamento orizzontale nel senso di estenderne il campo di frequenza e suddividerlo in più gamme. Il circuito di spazzolamento verticale viene eliminato, con recupero di materiale.

Lo stadio separatore verrà modificato per svolgere le funzioni di amplificatore della sincronizzazione.

2. - PRIMO TELAIO.

2.1. - Circuiti a radiofrequenza e media frequenza video.

Come si può osservare dallo schema elettrico di figura 1, è stata abolita qualsiasi amplificazione a radiofrequenza, ed il segnale proveniente dall'antenna alimenta direttamente lo stadio convertitore.

Quest'ultimo è costituito da un doppio triodo del tipo 6J6, le cui due sezioni svolgono rispettivamente le funzioni di oscillatore e mescolatore.

E' prevista la ricezione di un solo canale, e non esistono quindi commutatori. L'unica coppia di bobine, i cui dati si riferiscono al Canale numero quattro (200÷207 MHz), è saldata direttamente in circuito.

I valori degli elementi sono riportati sullo schema e la disposizione delle parti è illustrata in figura 2. Il montaggio è effettuato su una striscietta di alluminio di 20 x 6 cm, con i bordi piegati a L in modo da lasciare un piano rialzato di 10 x 6 cm.

Non resta che consigliare di mantenere della minor lunghezza possibile tutti i collegamenti e di montare la bobina di aereo e quella dell'oscillatore con i rispettivi assi ad angolo retto. Non esiste un comando a manopola per la sintonia: questa si effettua in sede di taratura a mezzo del compensatore sulla placca dell'oscillatore locale. Il circuito del suono non possiede una selettività molto elevata, per cui anche da questo lato non occorre preoccuparsi dell'aggiustaggio della sintonia.

Nello stadio convertitore l'accoppiamento fra oscillatore locale e mescolatore avviene elettrostaticamente all'interno del tubo 6J6, per la capacità esistente fra le griglie delle due sezioni, data la particolare struttura del tubo stesso.

Allo stadio convertitore seguono tre stadi amplificatori a media frequenza con tubi EF80. I quattro traslatori nel canale a media frequenza sono a sintonia scalare, accordati su frequenze dell'ordine di 24 MHz.

Sul catodo del secondo stadio amplificatore un circuito accordato a 20,5 MHz effettua il prelevamento del suono.

Vediamo di analizzare un po' a fondo la questione delle frequenze.

Riassumiamo anzitutto le caratteristiche dello standard televisivo italiano.

— Estensione del canale: 7 MHz; di cui 6,25 destinati al video, emesso con parziale soppressione della banda inferiore, e 0,1 al suono.

— Video: modulazione in ampiezza di polarità negativa; dal 10% al 75% i livelli dal bianco al nero; dal 75% al 100% i segnali di sincronizzazione; 625 linee di analisi, con interallacciamento 1 2; 50 semiquadri al secondo.

— Audio: modulazione di frequenza con deviazione di 100 kHz.

— Spaziatura fra portante video ed audio: 5,5 MHz. La portante audio è a frequenza superiore.

Supponiamo di volerci accordare sul quarto canale che si estende come già detto da 200 a 207 MHz. Per la ricezione di altri canali saranno solo da modificare i valori del trasformatore d'aereo e della bobina dell'oscillatore.

La portante video si trova a 1,25 MHz dall'estremo inferiore del canale, e cioè a 201,25 MHz, e la portante suono a 5,5

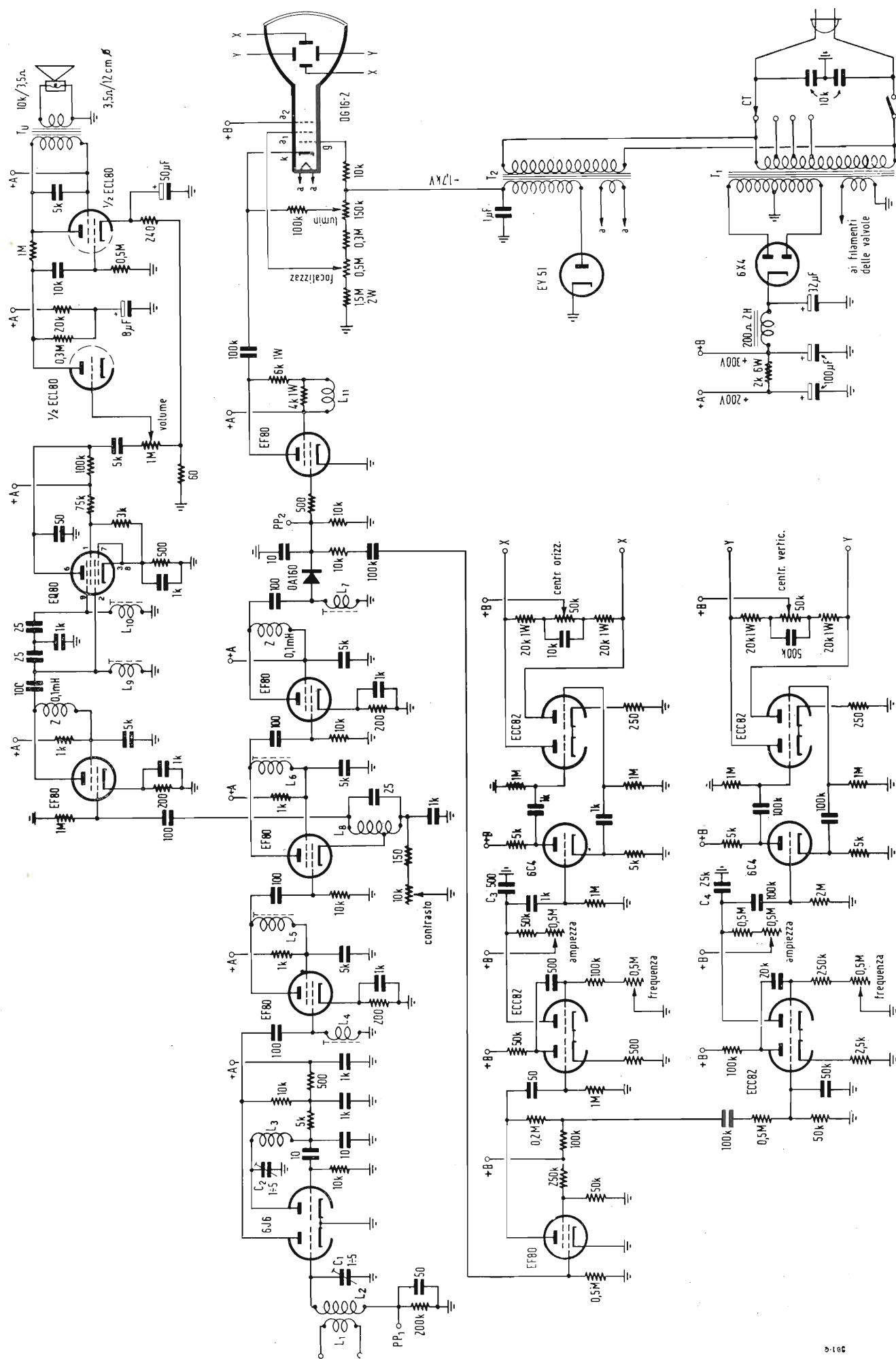



Fig. 1 - Schema elettrico quotato del televisore sperimentale. Nella realizzazione pratica si è fatto ricorso a due telai. Il primo di essi comprende gli stadi di alta frequenza, la rivelazione, lo stadio amplificatore video e tutti i circuiti audio. Nel secondo trovano posto lo stadio separatore dei segnali di sincronismo, gli oscillatori di riga e di quadro, gli amplificatori di deviazione e l'alimentazione di tutto il ricevitore TV. Le due impedenze Z sono da 0,1 mH.

MHz in più di quella video, vale a dire a 206,75 MHz.

Decidendo di assegnare una banda passante di 4 MHz al canale di media frequenza video, possiamo scegliere come limiti della banda 22 e 26 MHz. Questo è un valore quasi standardizzato di media frequenza. E' quindi facile trovare pronte le bobine necessarie, complete di nucleo per la sintonia e schermo. Comunque nessuna difficoltà costruttiva esiste per la realizzazione dei traslatori quando si consultino i dati di avvolgimento riportati più avanti (1).

Resta ora da determinare la frequenza di funzionamento dell'oscillatore. Essa sarà data approssimativamente dalla somma della frequenza portante video in arrivo con la frequenza limite superiore della banda passante del canale a media frequenza:

$$201{,}25 + 26 = 227{,}25 \quad [\text{MHz}]$$

E' consuetudine, se non esistono particolari esigenze, effettuare il battimento dell'onda in arrivo con una frequenza superiore, per ridurre le possibilità di trascinamento dell'oscillatore locale.

Per quanto riguarda il suono, esso entra con una portante a 5,5 MHz più alta di quella video, e darà quindi un battimento:

$$227{,}25 - 206{,}75 = 20{,}5 \quad [\text{MHz}]$$

Su questa frequenza è infatti accordato il circuito oscillante sul ritorno catodico del secondo tubo amplificatore. Con tale disposizione viene sfruttata una certa amplificazione del suono effettuata dal primo stadio, accordato sul lato più basso della banda, e vicino quindi alla media frequenza suono. E contemporaneamente il circuito accordato catodico, per effetto di reazione negativa, svolge la funzione di trappola del suono per gli stadi che seguono nel canale video.

Le frequenze di accordo dei quattro traslatori di accoppiamento nel canale video sono state così fissate:

L_4 23,4 MHz
L_5 22,4 MHz
L_6 25,6 MHz
L_7 24,6 MHz

Questi dati sono teorici, e sono stati calcolati con il metodo grafico di figura 3. Sul segmento AC si riportano in una determinata scala, ad esempio 1 cm pari a 1 MHz, le frequenze della banda passante. Quindi si disegna un semicerchio avente per diametro AC. La semicirconferenza ABC viene divisa in 5 parti uguali, il numero cioè dei circuiti accordati più uno. Dai punti 1, 2, 3, 4 si abbassano le perpendicolari al diametro, e su questo si leggono le quattro frequenze di accordo.

Nel nostro caso si sono assegnate le due più basse ai primi due traslatori, per conferire come si è detto una certa amplificazione al suono da parte del primo stadio.

Tutti i circuiti accordati sono convenientemente smorzati dalle resistenze da

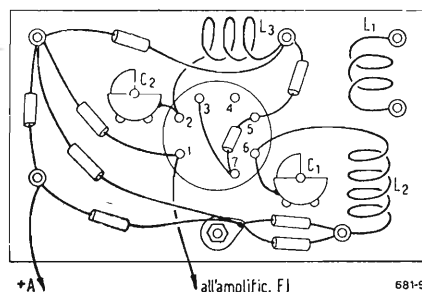



Fig. 2 - Schema di montaggio dello stadio convertitore. L_1 è costituita da due spire su diametro 8 mm, di filo rame 8/10 isolato in plastica; L_2 da quattro spire su diametro 8 mm, di filo rame argentato 10/10; L_3 da tre spire su diametro 6 mm, di filo rame argentato 10/10.

10 kΩ che risultano in parallelo ad essi, agli effetti della media frequenza.

In realtà per la taratura si agirà come segue. Con l'aiuto di un generatore di segnali modulato si accorderanno i quattro traslatori iniettando il segnale al punto di prova PP_1, ed inserendo un «signal tracer» ovvero un voltmetro elettronico al punto di prova PP_2.

Si sintonizzerà successivamente il generatore per ognuna delle quattro frequenze, regolando il rispettivo traslatore per la massima uscita.

Il procedimento va ripetuto almeno due volte.

Il ritocco finale verrà effettuato durante la trasmissione del monoscopio. Si sintonizzerà anzitutto l'oscillatore locale mediante il suo compensatore per la migliore immagine, quindi il compensatore d'aereo.

Dopo di ciò si potranno leggermente aggiustare i nuclei di 3 traslatori per ottenere la massima definizione ed il massimo contrasto, lasciandone cioè almeno uno invariato, onde evitare il rischio di starare completamente il canale a media frequenza.

Data la differenza tra le frequenze di accordo e il forte smorzamento, i quattro traslatori possono eventualmente essere montati senza schermo.

2.2. - Rivelazione ed amplificazione video.

La rivelazione è effettuata da un diodo al germanio del tipo OA 160. Un tubo EF80 funziona da amplificatore video. La polarizzazione di questo tubo è data dalla componente continua in uscita dal diodo rivelatore. Essa risulta funzione dell'ampiezza della portante, e conferisce quindi alla griglia controllo della EF80 un potenziale tanto più negativo quanto maggiore è il segnale. Si ha in questo modo una certa azione di controllo automatico di guadagno.

Il controllo manuale di contrasto agisce invece sulla polarizzazione del secondo stadio a media frequenza, evitando ogni pericolo di sovraccarico. Il volume del suono risulta influenzato dal controllo di contrasto in misura trascurabile.

Il carico anodico dello stadio amplificatore video contiene un gruppo di compensazione per esaltare le frequenze più alte della banda, corrispondenti ai piccoli dettagli e responsabili della nitidezza delle linee verticali.

Dalla placca di questo stadio si pilota il catodo del tubo a raggi catodici attraverso un condensatore di ottimo isolamento. La tensione di prova di questo condensatore deve essere di almeno 6.000 V.

Non è previsto alcun circuito per la ricostituzione della componente continua.

Qualora si sostituisca il tubo da 7" con uno di maggior diametro a deflessione magnetica, si potrà effettuare il collegamento diretto al catodo, modificando in conseguenza anche il circuito del controllo di luminosità. Questo non è stato fatto nel caso attuale per potere invece fare il collegamento diretto alle placchette deflettrici.

2.3. - Canale audio.

Dal catodo del secondo stadio del canale video è prelevato il suono, a bassa impedenza, mediante una presa sul circuito risonante a 20,5 MHz.

Uno stadio amplificatore, equipaggiato sempre con tubo EF80 provvede al pilo-

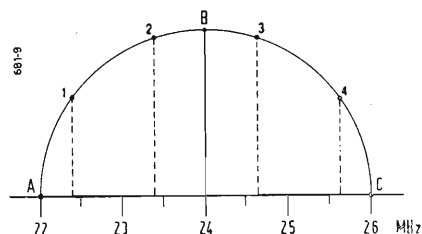



Fig. 3 - Determinazione grafica della sintonia dei circuiti sfasati.

taggio del discriminatore impiegante un tubo EQ80.

E' questo il più semplice discriminatore, che non richiede stadio limitatore, in quanto è abbastanza indipendente dalla modulazione di ampiezza.

Il segnale giunge con due fasi differenti che sono funzione della sua frequenza istantanea, sulle due griglie controllo del tubo EQ80 cioè sulla griglia di quadratura e sulla griglia limitatrice.

(1) Potrebbe apparire poco opportuna l'assegnazione di 4 MHz di larghezza di banda al canale video, in relazione al ridotto diametro del tubo, il quale non può sfruttare una così alta definizione contenuta nel segnale di pilotaggio. In realtà si potrebbe diminuire la larghezza di banda e ridurre a due gli stadi amplificatori, ma allora non ci sarebbe più la possibilità di progettare la successiva applicazione di un tubo più grande. Nel caso attuale invece, durande la messa a punto, ciò che non occorre di definizione va a beneficio di una sensibilità maggiore.

Ciò è dovuto al fatto che i due circuiti risonanti L_9 ed L_{10} sono accordati l'uno su una frequenza leggermente superiore e l'altro su una frequenza leggermente inferiore a quella della portante del suono in assenza di modulazione. Ci si spiega questo fatto ricordando il comportamento reattivo capacitivo od induttivo di un circuito risonante sopra e sotto la frequenza di risonanza.

Il condensatore ceramico da 1.000 pF comune ai due circuiti costituisce l'elemento di accoppiamento.

Sulla corrente anodica del tubo EQ80 agiscono entrambe le griglie controllo con azione, a parità di ampiezza del segnale, che è funzione della differenza di fase funzione a sua volta della frequenza istantanea del segnale, ne deriva che le variazioni della corrente anodica saranno funzione della deviazione di frequenza del segnale in ingresso. Queste variazioni di corrente trasformate in variazioni di tensione nella resistenza di carico, sono l'audio rivelato.

Esso viene convenientemente amplificato dalla sezione a bassa frequenza costituita da due stadi con controreazione, realizzati con un tubo doppio del tipo ECL80.

Gli altri componenti del circuito discriminatore hanno lo scopo di portare il tubo a funzionare al suo giusto punto di lavoro.

La funzione limitatrice della valvola è ottenuta assegnando alla griglia schermo una tensione molto ridotta, dell'ordine di 5 V.

Nessun controllo automatico di sensibilità è necessario nella ricezione con modulazione di frequenza, in quanto possibili sovraccarichi provocano solo distorsioni di ampiezza, non risentite dal discriminatore.

3. - SECONDO TELAIO.

3.1. - Circuito separatore.

Il sistema separatore dei segnali di sincronismo è molto semplice. Esso comprende un tubo del tipo EF80, montato come uno stadio amplificatore, ma con tensione di schermo ridotta a 30 ÷ 40 V e polarizzazione nulla di griglia. Il video completo applicato sulla griglia controllo contiene i segnali di sincronismo con polarità negativa. Ciò è dovuto al senso in cui è collegato il diodo rivelatore. Solo questi segnali riescono a portare il tubo all'interdizione, e si ritroveranno perciò sull'anodo sotto forma di impulsi positivi. Il rimanente del video viene limitato per saturazione. All'uscita non c'è più video, ma solo impulsi positivi atti a pilotare gli oscillatori di deflessione. Un accoppiamento a breve costante di tempo trasferisce gli impulsi di riga all'oscillatore orizzontale; un circuito integratore con resistenza di 0,5 MΩ in serie e capacità di 50.000 pF in parallelo è sensibile soltanto agli impulsi di quadro, e li rende atti a sincronizzare l'oscillatore verticale.

3.2. - Deflessione.

I generatori delle tensioni a dente di sega sono due multivibratori ad accoppiamento catodico con tubi tipo ECC82 ovvero 12AU7, pilotati dai segnali di sincronismo.

Ciascuno di essi è seguito da uno stadio invertitore di fase, e dallo stadio amplificatore in controfase, il quale comanda le placchette di deflessione del tubo catodico. Per i due tubi invertitori sono stati impiegati i tipi 6C4, per gli amplificatori ECC82 o 12AU7.

Non si è previsto il circuito di cancellazione della traccia di ritorno fra un quadro ed il successivo, in quanto durante tale tempo sono sufficienti i segnali di cancellazione presenti nel treno video applicato al catodo del tubo a raggi catodici.

Si è preferito l'impiego di circuiti multivibratori nei confronti degli altri possibili circuiti, sia per la maggiore semplicità, che per la facile trasformazione di quello orizzontale in circuito per l'asse dei tempi, quando il secondo telaio venisse trasformato in oscilloscopio. I multivibratori infatti impiegano soltanto resistenze e condensatori, e l'inconveniente della necessità di due tubi, anzichè di uno solo come per gli oscillatori bloccati, è facilmente superato con l'adozione di un doppio triodo.

Come è noto, il multivibratore a frequenza libera è costituito da due stadi amplificatori reciprocamente accoppiati. L'energica reazione positiva fa entrare in oscillazione il circuito. I due tubi vengono ad avere due sole situazioni di funzionamento: mentre l'uno è all'interdizione, l'altro è in piena conduzione, o viceversa. Il passaggio da una condizione all'altra avviene molto rapidamente per azione cumulativa di griglia.

Su qualunque dei due anodi si può raccogliere una forma d'onda quadra. La durata dei due semiperiodi di quest'onda è funzione delle costanti di tempo dei circuiti di accoppiamento. Se, impiegando due tubi identici le due costanti di tempo si fanno uguali, i due semiperiodi hanno uguale durata, ed il multivibratore si dice simmetrico.

Quando il multivibratore è usato come oscillatore per la deflessione, si fanno le due costanti di tempo diverse: i due semiperiodi devono risultare l'uno di durata uguale al tempo di spazzolamento, l'altro, molto più breve, al tempo destinato alla ritraccia. In questo caso il multivibratore si dice asimmetrico.

Un condensatore nel circuito anodico in cui si preleva l'uscita provvede a trasformare la semionda quadra di maggior durata in dente di sega.

Questo circuito è sincronizzabile con impulsi positivi applicati su una delle griglie, o negativi applicati sull'altra.

Questo appare chiaro osservando in figura 4 le forme d'onda presenti sulle griglie dei due triodi. Affinchè la sincronizzazione possa avvenire occorre che la frequenza propria del multivibratore sia leggermente inferiore alla frequenza degli impolsi di sincronismo.

Mentre la polarità è praticamente indifferente nel caso in cui gli impulsi di sincronismo siano esenti da impulsi spuri di disturbo, quando questi possano essere presenti è preferibile sincronizzare con polarità positiva. Con ciò la possibilità che l'oscillatore possa essere sincronizzato fuori passo da un disturbo a carattere impulsivo è limitata al caso che questo abbia ampiezza molto grande, o si presenti immediatamente prima di un vero impulso di sincronismo.

Osservando la figura 4 si nota infatti che sincronizzando sulla griglia 1.ª con

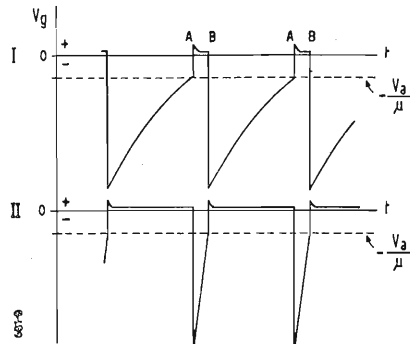



Fig. 4 - Forme d'onda del multivibratore libero.

impulsi negativi, occorre che questi abbiano un'ampiezza pari o superiore al valore della tensione d'interdizione per determinare la commutazione. Qualunque impulso però, anche di disturbo, avente quell'ampiezza, e che cada durante il tempo *AB*, provoca la commutazione. Sincronizzando invece con impulsi positivi sulla griglia 2.ª, se la frequenza libera del multivibratore è regolata in modo da essere appena inferiore a quella degli impulsi di sincronismo, in modo cioè che questi si presentino pochissimo prima del tempo *B*, è sufficiente un'ampiezza anche inferiore a quella del caso precedente. Per impulsi spuri che cadano nel tempo *AB* occorre invece un'ampiezza tanto maggiore quanto più sono anticipati sul tempo *B* per fare andare fuori passo l'oscillatore. Se poi il separatore ha una buona azione limitatrice da contenere qualunque impulso al massimo all'ampiezza di quelli veri di sincronismo, l'oscillatore potrà perdere ben raramente il passo.

Impulsi disturbatori che cadano fuori del tempo AB non hanno alcuna influenza sul multivibratore.

Perciò si è preferito l'arrangiamento riportato sullo schema, che fornisce appunto impulsi positivi alla griglia 2.ª.

3.3. - Alimentazioni.

Sempre sul secondo telaio trovano posto i circuiti alimentatori.

Il trasformatore T_1 ha le seguenti caratteristiche:

Primario: 110 - 130 - 160 - 220 V
Secondari: 100 mA a 2x330 V
5 A a 6,3 V

Mentre non c'è nulla di particolare nella parte a media tensione, vale la pena di esaminare quella dell'altissima tensione.

Per una buona luminosità e focalizzazione, usando un tubo da 7 pollici di costruzione europea, quale per esempio il tipo DG16-2, occorrono 2.000 V.

Il secondo anodo (anodo principale) può essere portato ai + 300 V dell'alimentatore a media tensione, rendendo così possibile la connessione diretta delle placchette deflettrici agli anodi dei rispettivi tubi amplificatori. Queste placchette per non turbare il campo acceleratore, non devono possedere molta differenza fra il loro potenziale medio ed il potenziale del secondo anodo.

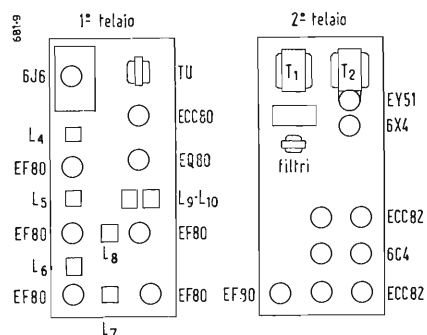



Fig. 5 - Disposizione costruttiva dei vari componenti elettrici sui due telaietti.

Resta così da portare il catodo a circa 1.700 volt negativi, e provvedere ai rimanenti elettrodi la corretta tensione.

Si è deciso di impiegare un piccolo trasformatore separato, T_2, con un ottimo isolamento:

Primario: 220 V
Secondari: 5 mA a 1.200 V
1 A a 4 V

Il primario è connesso in parallelo al trasformatore principale, alla corrispondente tensione. Il secondario a 1.200 V eff. fornisce dopo il raddrizzamento circa 1.700 V cont. Quello a 4 V provvede all'accensione del tubo. Un tubo del tipo EY51, montato mediante una fascetta sul trasformatore stesso, raddrizza l'altissima tensione, che viene filtrata da un condensatore della capacità di 1 μF, con tensione di lavoro di 2.000 V.

Il filamento del tubo EY51 richiede 6,3 V con 0,1 A, e dovendo avere un estremo a massa, può essere connesso in parallelo a tutti gli altri filamenti.

Un partitore fra il negativo a — 1.700 V e massa assicura una certa stabilizzazione dell'altissima tensione e fornisce le varie tensioni agli elettrodi del tubo catodico.

Il tubo DG16-2 possiede una luminescenza verde, che però si è dimostrata molto riposante ed adatta come durata di persistenza all'impiego televisivo.

Se si desiderasse impiegare un tubo a luce bianca, esistono i tipi americani 7EP4 e 7GP4, con tensioni di lavoro all'incirca uguali a quelle del tipo DG16-2, tranne i valori di accensione. Essi non sono però di facile reperibilità sul nostro mercato.

Più facilmente approvigionabile è invece il tipo 7JP4, sempre a luce bianca, ma esso richiede una tensione acceleratrice di almeno 5.000 V. Ciò richiede una radicale modifica alla parte alimentatrice ad altissima tensione.

Una buona soluzione consiste nel ricorrere all'alimentazione ad alta frequenza rettificata, anche in considerazione dei minori pericoli che essa presenta. La frequenza generalmente usata è compresa fra 60 e 100 kHz. La figura 6 mostra lo schema di tale alimentatore. Il tubo 6V6 lavora come oscillatore su una frequenza di circa 100 kHz. L'avvolgimento L_2, che determina con la capacità a cui è in parallelo la frequenza di lavoro, funziona da primario del trasformatore *T*, e trasferisce energia ai diversi secondari: L_3, avvolgimento suddiviso per l'altissima tensione; L_1, poche spire per l'accensione del tubo rettificatore EY51; L_4, avvolgimento di reazione per mantenere lo stadio in oscillazione.

L'induttanza da 2,5 mH ed il condensatore da 20.000 pF provvedono al filtraggio dell'alta frequenza all'uscita del rettificatore.

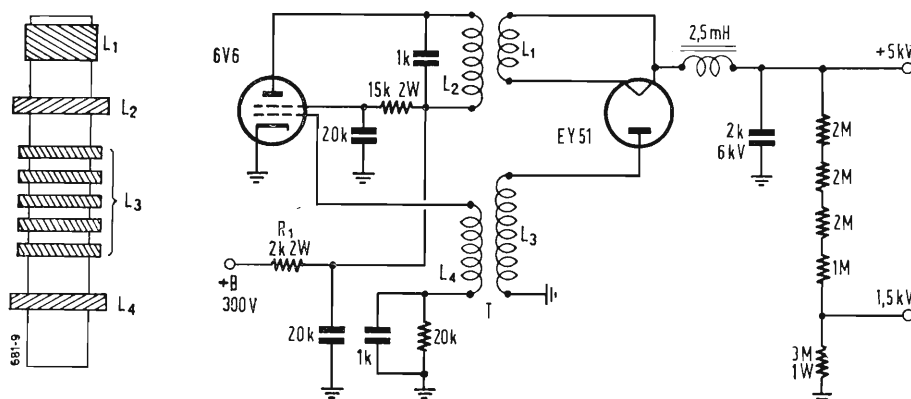



Fig. 6 - Schema elettrico dell'alimentatore ad alta frequenza.

Un partitore fra il massimo positivo ed il telaio ha la solita funzione di mantenere più costante la tensione in uscita e di fornire la tensione di 1.200 ÷ 1.500 V al primo anodo del tubo 7JP4.

Agendo sul valore della resistenza R_1, si può variare entro certi limiti la tensione in uscita.

E' bene racchiudere tutto il complesso in una scatola metallica delle misure di circa 15 x 10 x 10 cm, per evitare irradiazione.

Attenzione all'effetto corona, causa di perdite. Perciò nessuna punta o spigolo nel circuito ad altissima tensione, e saldatura a superficie sferica.

Il trasformatore *T* è avvolto su un supporto cilindrico diametro 20 x 100 mm, e quindi impregnato di vernice isolante. I dati di avvolgimento sono i seguenti:

L_1: accensione EY51 = 32 spire filo rame 4/10 in due strati.

L_2: anodo 6V6 = 90 spire filo 20x7/100 a nido d'ape, lunghezza assiale 5 mm.

L_3: alta tensione = 1.500 spire filo 7x5/100 in 5 sezioni a nido d'ape, ciascuna lunghezza assiale 3 mm, spaziatura fra una sezione e l'altra 3 mm.

L_4: griglia 6V6 = 75 spire filo 20 x 7/100 a nido d'ape, lunghezza assiale 5 mm.

La riserva di amplificazione degli stadi finali di deflessione è sufficiente a compensare la minore sensibilità del tubo 7JP4.

Per potere accendere il tubo 7JP4 in parallelo con gli altri filamenti, si ritorneranno a massa la griglia ed il controllo di luminosità, che deve poter fornire al catodo una tensione positiva variabile da zero a circa 80 V. Il secondo anodo si collega direttamente ai + 5.000 V. Con questa sistemazione occorre accoppiare gli stadi finali di scansione alle placchette deflettrici attraverso condensatori aventi tensione di lavoro pari almeno a 5 ÷ 6 kV.

Le quattro placchette deflettrici andranno riferite, attraverso resistenze di qualche megaohm, al + 5.000 V.

3.4. - Particolari costruttivi.

E' abbastanza pratica l'accennata costruzione su due telai separati. Il tubo a raggi catodici può essere reso solidale con il secondo telaio comprendente tutte le alimentazioni.

La figura 5 è indicativa per la distribuzione delle parti sui due telai. La disposizione non è critica, ma occorre comunque seguire un ordine logico di successione dei vari canali, se si volesse adottare un'altra disposizione.

I due telai hanno pari dimensioni, di 40x18 cm, con una profondità di 5 cm.

L'interconnessione fra i due telai è effettuata con un tratto della minor lunghezza possibile di un fascio di quattro conduttori uscenti dal telaio comprenden-

te la parte a radiofrequenza, e terminanti con uno spinotto multiplo. Questo si innesterà in un'apposita femmina situata sul telaio della deflessione.

I collegamenti da realizzare sono:

massa: 1 x 1,5 mm² treccia rame, isolata plastica.

6,3 V: 1 x 1,5 mm² treccia rame, isolata plastica.

+A (200 V): 1 x 0,5 mm² treccia rame, isolata plastica.

sincronismo: 1 x 0,5 mm² cavetto coassiale diametro 6 mm.

Il video viene portato direttamente allo zoccolo del tubo catodico da un conduttore volante, non schermato, e presentante la minima capacità verso massa. Eventualmente, per facilitare la separazione dei due telai, lo si può interrompere con spina e presa volanti.

Sul primo telaio troveranno posto i morsetti di antenna, che fanno parte del telaietto convertitore, ed una presa bipolare per l'altoparlante. Dal secondo telaio uscirà il cordone di rete. Il controllo di luminosità può portare incorporato l'interruttore generale.

Vediamo ora la sistemazione dei controlli.

AMPIEZZA VERTICALE - AMPIEZZA ORIZZONTALE - CENTRAGGIO VERTICALE E ORIZZONTALE - la FOCALIZZAZIONE potranno essere potenziometri semifissi con comando a cacciavite, sistemati vicino ai relativi circuiti.

I due controlli di frequenza e quello di luminosità è necessario invece che siano provvisti di comando a manopola, come pure quelli per il contrasto ed il volume sonoro, sul telaio ricevitore.

Collegamenti brevi sono indispensabili ovunque, ma specialmente nello stadio convertitore ed in quello rivelatore ed amplificatore video. Data la tensione acceleratrice piuttosto alta, non si rende indispensabile la schermatura del tubo catodico.

Riunendo il complesso in un unico mobile che può essere in legno compensato, occorre studiare la migliore posizione dell'altoparlante, il quale può provocare deformazioni dell'immagine a causa del suo magnete.

I dati di avvolgimento delle bobine dei canali a media frequenza sono i seguenti:

— tipo di supporto: unico per tutte le bobine; diametro 8 mm, con un nucleo ferromagnetico regolabile.

— filo: unico per tutte le bobine; rame smaltato diametro 3/10, doppia copertura di seta.

— numero delle spire: L_4 - L_5 - L_6 - L_7 = 18 affiancate. L_8 - L_9 - L_{10} = 16 affiancate (L_8 con presa alla quarta spira dal lato freddo).

L'induttanza di compensazione L_{11} è costituita da 30 spire di filo diametro 0,3 avvolte sulla resistenza da 4 kΩ a cui l'induttanza stessa è in parallelo.

(*continua*)

segnalazione brevetti

Tubo flessibile di schermaggio contro i disturbi agli apparecchi radio e sistema di fabbricazione dello stesso.
Bendix Aviation Corporation a New York (U. S. A.) (12-4186)

Aereo per onde corte.
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil a Parigi (12-4192)

Perfezionamento ai tubi catodici.
Compagnie pour la fabrication des Compteurs et Matériel d'Usines a Gaz a Montrouge (Francia) (12-4192)

Impedenza di egualizzazione per amplificatore a larga banda, particolarmente per ricevitori televisivi.
Dequarti Paolo a Torino (12-4193)

Perfezionamenti negli apparecchi a relé per televisione.
Electric & Musical Industries Ltd a Hayes, Middlesex (Gran Bretagna) (12-4194)

Disposizione per la compensazione del parallasse nelle camere per riprese televisive.
Fernseh G. m. b. H. a Darmstadt (Germania) (12-4195)

Procedimento e disposizione per ottenere la dissolvenza tra sequenze di segnali video, fornite da diverse apparecchiature di ripresa.
La stessa (12-4196)

Circuiti di commutazione di colore per tubi di televisione a colori del tipo a riflettore.
General Electric Company a Schenectady, N. Y. (U. S. A.) (12-4197)

Apparecchio di proiezione per televisione.
Gretener Edgar a Zurigo (Svizzera) (12-4198)

Circuito atto ad eliminare l'interferenza nei ricevitori televisivi.
Murphy Radio Ltd. a Londra (12-4204)

Tubo a raggi catodici, particolarmente per televisione.
National Research Development a Londra (12-4204)

Perfezionamenti nei tubi rivelatori per televisione.
Philips' Gloeilampenfabrieken a Eindhoven (Paesi Bassi) (12-4206)

Tubi a raggi catodici per la riproduzione di immagini televisive colorate.
La stessa (12-4206)

Circuito per generare una corrente a denti di sega in una bobina, particolarmente per ricevitori televisivi.
La stessa (12-4207)

Sistema di trasmissione per televisione a colori.
La stessa (12-4207)

Procedimento e apparecchio per riprodurre segnali di televisione a colori.
Pye Ltd. a Cambridge (Gran Bretagna) (12-4209)

Perfezionamenti di ricevitori di televisione a colori.
Radio Corporation of America a New York (12-4209)

Perfezionamenti ai circuiti di sincronizzazione nei ricevitori di televisione a colori.
La stessa (12-4210)

Disposizione per reintrodurre la componente di corrente continua nei ricevitori di televisione.
Siemens & Halske A.G. a Berlino ed a Monaco (12-4214)

Dispositivo per mantenere costante il livello del nero, nei trasmettitori e ricevitori per televisione.
Telefunken Gesellschaft Fur Drahtlose Telegraphie a Berlino (12-4219)

Perfezionamento negli apparecchi radio riceventi portatili.
Aircraft Inc. a New York (S.U.A.) (1-161)

Circuito a tubo di resistenza particolarmente adatto per apparecchi trasmittenti e riceventi alimentati da batteria.
Autophon Aktiengesellschaft a Soleure (Svizzera) (1-162)

Antenna per televisione, di ingombro ridotto.
Banfi Alessandro a Milano (1-163)

Dispositivo passaprogrammi per conoscere in ogni momento e simultaneamente quale è il programma in corso emesso da una o più stazioni radiofoniche e di televisione, senza bisogno di accendere il ricevitore.
Bianco Amelio a Genova (1-163)

Circuiti amplificatori a valvola termoionica.
British Telecomunication Research a Taplew (Gran Bretagna) (1-164)

Dispositivo di indicazione visiva per tensioni elettriche, specialmente per l'indicazione di sintonizzazione in radioapparecchi.
C. Lorenz Aktiengesellschaft a Stoccarda (Germania) (1-167)

Perfezionamento nei tubi a raggi catodici del tipo atto alla produzione e alla visione di immagini a colori a monocrome.
Chromatic Television Laboratories Inc. a New York (1-168)

Dispositivo per il montaggio amovibile di apparecchiature elettriche e particolarmente di apparecchi radio.
Cicatelli Rodolfo a Roma (1-168)

Perfezionamenti ai sistemi di rivelazione elettromagnetica a modulazione di frequenza.
Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil a Parigi (1-169)

Dispositivo permettente di ottenere una traccia rettilinea regolabile su uno schermo o bersaglio, particolarmente per tubi integratori degli apparecchi di televisione o di radar.
Compagnie pour la Fabrication des Compteur et Materiel d'Usines a Gas Montrouge (Francia) (1-170)

Dispositivo a sistema periscopico per la realizzazione della televisione in rilievo stereoscopico.
D'Ambrosio Giuseppe a Napoli (1-171)

sulle onde della radio

Africa Equatoriale Francese

Dal 21 maggio «Radio Brazzaville» trasmetterà i propri programmi per la Indonesia dalle ore 15.00-16.00 su 15420 kHz. (non più 15595 kHz).

Argentina

«Radio El Mundo» di Buenos Aires è ancora operante su 15290 KhZ (LRU). Ascoltata dalle ore 11.30-13.30 - QSA2 - nessun QRN - nessun QRM - poco QSB.

Belgio

Grande successo ha avuto il «Grand Prix» della canzone infantile organizzato dalla Radio belga. Si sono iscritti ben 1150 candidati con 7000 canzoni; sono stati ammessi rispettivamente 850 candidati e 2000 canzoni. *(r.tv.)*

Brasile

ZYB su 11765 kHz annuncia come «Radio Tupi de San Paulo» in relè con 1040 kHz (PRG2). La stazione annuncia all'apertura come «Radiodiffusora Sao Paulo» ma trasmette il programma di «Radio Tupì». «Radio Clube de Pernambuco» - PRA8 - in Recife opera su 11865 kHz in relè con 6105 kHz.

Cameroun francese

«La Radiodiffusione de Cameroun» irradia su 1468 - 6115 kHz (1 Kw), da Douala. Yaoundè opera su 3333 (4 kW) e 9270 kHz (1 kW).

Ceylon

Dovuto a restrizioni sul consumo dell'energia elettrica il programma commerciale di Radio Ceylon è così irradiato: Inglese: 02.30-05.30 su 920-5020 kHz; in Sinhalese: 02.00-04.30; in Tamil: 04.30-05.30 su 640-4870 kHz.

Dahomey

Dalla pubblicazione «Attention» di Helsinki apprendiamo che «Radio Cotonou» opera su 1475 e 4870 kHz — 1 kW — alle seguenti ore: 12.15-14.00 (Lunedì-Venerdì), 13.15-14.00 (Sabato), 09.30-12.00 (Domenica), 18.30-21.00 (giornaliera).

Ecuador

La stazione trasmittente HC1M1 «Emissoras Gran Colombia» di Quito ha spostato la propria frequenza da 4892 a 4910 kHz (ascolto dalle ore 01.00-07.00).

Egitto

Abbiamo ricevuto dal Monitoring & Propagation Department E.B.S. del Cairo la scheda programmi di «Radio Cairo». Arabo per il Medio Oriente 05.00-08.30, 12.00-14.00, 14.30-23.00 su 7330, 11670 kHz; 04.30-06.30 su 7050 kHz; 08.00-12.00 su 9790 kHz; 15.00-22.00 su 7050, 9790 kHz. Per il Sud Est Asiatico: 12.15 Indonesiano, 13.15 Arabo, 13.45 Inglese, 14.15-15.15 Urdu su 17765 kHz. Per il Centro e l'Occidente dell'Africa; 15.30 Amarico, 16.00 Suahili, 16.45-17.15 in Sudanese su 17765 kHz. Per la Persia in Persiano 17.45-18.45 su 9745. Per l'Europa: 19.00-22.00 Inglese e Francese su 9475. Per il Sud America: 00.30 Portoghese, 01.00 Arabo, 02.00-02.30 Spagnolo su 11670 kHz. Per il Nord America: 01.00-02.00 su 6215 kHz in Arabo. Ringraziamo per la cortesia.

Filippine

«La Voce della Difesa Civile» («Voice of Civil Defence») è una nuova stazione che opera a Manila nelle Filippine su 3370 kHz è stata ascoltata dalle ore 11.00-12.00 con musiche e comunicati. Sono richiesti dagli ascoltatori dettagli sulla ricezione.

Giappone

La scheda estiva di Radio Giappone che va dal 1° maggio al 31 agosto) è la seguente: 17.15-18.15 e 18.30-19.30 su 11705-15225 (entrambe di 100 kW); 24.00-00.30 e 01.00-02.00 su 15235-17845 (entrambe 100 kW - nuove stazioni); 04.30-05.30 su 15235-17825 (entrambe 100 kW nuove stazioni); 06.30-07.30 su 15235-17785 (50 kW); 07.45-08.45 (per l'Europa) su 15235-17825 kHz (100 kW). 17825 kHz nominativo JOA20, 17845 nominativo JOA21. Si gradirebbe ricevere rapporti di ricezione su queste due frequenze.

Gran Bretagna

La «British Broadcasting Corporation» trasmette uno speciale programma per gli uomini partecipanti alla spedizione antartica. Questo programma intitolato «Calling the Antarctic», principalmente inteso per la ricezione nelle vicinanze di Vahsel Bay, è in aria tutti i martedì dalle ore 23.15 alle 24.00 su 9825, 12095 kHz e viene ripetuto tutti i mercoledì dalle ore 17.00 alle ore 17.45 su 21640 kHz. Dal 1° maggio al 31 agosto il segnale orario internazionale dall'Osservatorio di Greenwich verrà irradiato alle ore 11.00 su 16/13555/17685 kHz (GBR/GIC33/GIC37) ed alle ore 18 su 16/10332,5 (GPB30)/17685 kHz. GIC33 è dislocata a Leafield le altre stazioni a Rugby.

Gran Bretagna: finito lo sciopero; la redazione di «Radio Times» torna da Parigi

Con il n. 1691, si è chiusa la parentesi parigina di «Radio Times». Tale numero ha segnato il ritorno del settimanale radiofonico britannico al formato normale di 50 pagine da quello ridotto di sole 4 pagine, cui era stato costretto, per ben due mesi, dallo sciopero dei poligrafici britannici. Tuttavia, nonostante la riduzione a meno di un dodicesimo della veste abituale, il prezzo del settimanale era rimasto invariato, per compensare le maggiori spese affrontate. Infatti, per assicurare la continuità della pubblicazione, la BBC aveva adottato, con draconiana misura, il trasferimento a Parigi di alcuni redattori e di parte del personale. Entro 24 ore dall'inizio dello sciopero, il quartier generale parigino entrava in attività. Si calcola che complessivamente sono stati stampati in Francia ben 56 milioni di esemplari del periodico, dei quali 40 milioni circa hanno dovuto essere spediti a mezzo di aerei espressamente noleggiati. *(r.tv.)*

Trasmissioni della radio britannica

Nel 1955 la BBC ha trasmesso, tra l'altro, 445 messaggi di soccorso, dei quali 218 hanno avuto esito favorevole, 133 esito sfavorevole e 94 esito dubbio. Nella zona di Londra sono stati raccolti 165 messaggi, dei quali 84 sono risultati negativi, mentre dei rimanenti 73 non si è conosciuto l'esito. Delle trasmissioni in questione, 399 riguardavano interventi della polizia per incidenti, 18 si riferivano a smarrimenti di medicinali pericolosi, gli altri trattavano messaggi speciali. *(r.tv.)*

Grecia

«Radio Atene» ora trasmette in francese dalle 18.00 alle 18.30 seguita dalla trasmissione in Inglese dalle ore 18.30 alle 19.00 su 15345 e 17775 kHz.

Guatemala

Una nuova stazione «Radio Novedades» opera su 1100 e 6200 kHz (TGK - TGKN). L'indirizzo è 9a Calle «A» 4-50 Guatemala - zona 1. Si desiderano rapporti di ricezione.

Haiti

«La Voix de Gonaives» di Gonaives è sentita su 5060 kHz dalle ore 01.00 alle ore 04.00. 4VDP «Radio Independence» non è più sentita.

Honduras

Notizie pervenuteci dall'Honduras ci permettono di conoscere che la stazione «Radio Comayguela» ha portato la propria frequenza di emissione da 6110 a 6105 kHz con l'annuncio, su entrambe le proprie stazioni ad onde corte e ad onde medie, HRXW, mentre sembra che non venga usato il nominativo di HRXX. La stazione HRTW opera su 6175 kHz (listata su 6165 kHz). Tegugigalpa su 6090 kHz annuncia HRNQ su entrambe le proprie stazioni e sembra non usare più HQFM.

India

«A.I.R.» All India Radio di Simla non usa più la frequenza di 3205 kHz ed ora è schedata come segue: 02.30-04.00 (domenica 07.00) su 6040 kHz; 13.00-16.45 su 4760 kHz.

India

La Radio indiana ha indetto tra gli studenti universitari e di istituti superiori un concorso per tre radiodrammi in ciascuna delle tredici lingue principali parlate in India. I radiodrammi dovranno essere di stretto ambiente indiano e non dovranno per alcun motivo contenere frasi o allusioni dirette contro religioni, caste o singoli individui. *(r. tv.)*

Nuova stazione trasmittente in medio Oriente

La Marconi's Wireless Telegraph Company Ltd., di Chelmsford, Essex, si è accaparrata un forte contratto con le Poste e Telegrafi dell'Irak per la costruzione di una nuova stazione trasmittente ad alta potenza presso Bagdad.
La Compagnia sarà responsabile per la costruzione della stazione, e i lavori si sono già iniziati. L'equipaggiamento che verrà fornito e installato dalla Marconi includerà quattro trasmettitori da 100 kW con raffreddamento ad aria.
Pure fornite con lo stesso contratto saranno gli alimentatori, le attrezzature automatiche di controllo e un collegamento musicale a 4 canali ad altissima frequenza fra gli studi di Bagdad e la stazione trasmittente.
La nuova stazione viene costruita presso l'esistente stazione trasmittente di Bagdad. Quest'ultima è stata anch'essa attrezzata dalla Marconi con due installazioni da 20 kW e due trasmettitori S.W.B.8 ed S.W.B.10. *(u.b)*

Iran

La stazione EPU3 «Radio Ahwaz» su 7945 kHz trasmette solamente al martedì e chiude alle ore 14.58. Non si conosce l'esatta scheda programmi. Però essa è stata identificata come «Inja Ahwaz ast».

Isole Falkland

La stazione Radio di Port Stanley è sempre operante su 585 e 6125 kHz. Le ore di trasmissione sono: 23.45-02.00 dal lunedì al Venerdì e dalle ore 22.30-03.00 al sabato (21.45-01.30 domenica).

Isole Hawaii

La Voce dell'America da Honolulu non usa più la frequenza di 6075 kHz ma ora usa le seguenti nuove frequenze: 9650 (14.30-17.00), 11850 (10.00-17.00), 15330 (10.00-14.00).

Italia

Da una notizia apparsa sul Bollettino del W.R.H. apprendiamo che la stazione «La Voce dell'Istria, una voce del mondo libero» irradia tutti i giorni alle 06.15, 07.15, 12.30, 18.30 su 6315 kHz e alle 20.00 e 21.30 su 6520.

Italia

Per quegli ascoltatori che ci hanno chiesto di riprodurre per intero i programmi ad onde corte irradiati dalle stazioni italiane avvisiamo che la RAI - Direzione Generale - Via Arsenale 21 - Torino - su semplice richiesta invia il bollettino completo dei propri programmi ad onde corte che sono in vigore dal 1° Aprile 1956.

La lirica nel mese di luglio

L'inizio del terzo trimestre coincide, anche quest'anno, con la inaugurazione della Stagione Lirica della Radiotelevisione Italiana, che avrà luogo il 27 giugno con il «Mosè» di Rossini e proseguirà fino al giugno 1957, con un totale di 156 esecuzioni, distribuite sui tre Programmi, a seconda delle rispettive caratteristiche. Oltre alle trasmissioni delle opere di nuovo allestimento, saranno effettuati collegamenti diretti da vari teatri lirici e repliche di alcune opere, nelle edizioni realizzate in passato.
Per il mese di luglio, si prevedono le seguenti trasmissioni:
Sul Programma Nazionale, «I vespri siciliani», di Giuseppe Verdi, diretti da Mario Rossi e interpretati da Anita Cerquetti, Boris Christoff, Mario Ortica e Carlo Tagliabue; per la Stagione lirica, «La campana sommersa», di Ottorino Respighi, direttore Franco Capuana,

(segue a pag. 277)

Metodo Hickok per la Misura del Valore Incrementale della Mutuaconduttanza dei Tubi Elettronici e Relativi Provavalvole *

LA MUTUA CONDUTTANZA incrementale quale grandezza caratteristica del funzionamento di un tubo elettronico fu introdotta per la prima volta nel 1919 da Hazeltine. La mutua

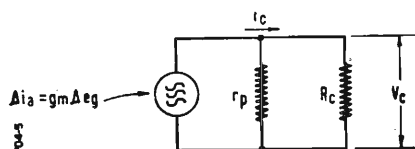



Fig. 1 - Circuito equivalente con generatore ideale di corrente di un tubo elettronico amplificatore con resistenza di carico R_c.

conduttanza incrementale si definisce come il rapporto fra la variazione della corrente di placca Δi_p e la corrispondente variazione della tensione di griglia Δe_g:

$$g_m = \frac{\Delta i_p}{\Delta e_g}$$

La sua importanza e comodità di impiego nello studio del comportamento dei tubi elettronici nei vari circuiti venne subito da tutti riconosciuta e il suo valore, generalmente espresso in micromho, costituisce oggi la caratteristica principale di un tubo elettronico.

Si consideri, ad esempio, un amplificatore di tensione con accoppiamento a resistenza-capacità o a trasformatore, il cui circuito equivalente semplificato è riportato in fig. 1; nel caso di accoppiamento a trasformatore la resistenza di carico R_c è la somma di quella primaria più la resistenza del circuito secondario riportata al primario. La tensione V_c ai morsetti del carico è data da:

$$V_c = R_c i_c = R_c \Delta i_p \frac{r_p}{r_p + R_c} = \frac{r_p R_c}{r_p + R_c} g_m \Delta e_g ;$$

e il guadagno di tensione A è dato da:

$$A = \frac{V_c}{\Delta e_g} = \frac{r_p R_c}{r_p + R_c} g_m = k g_m ;$$

dove:

$$k = \frac{r_p R_c}{r_p + R_c} ;$$

se si verifica che:

$$r_p \approx 1 \text{ M}\Omega \text{ e } R_c \approx 100.000 \, \Omega ,$$

si può con buona approssimazione ritenere che:

$$k \approx R_c$$

e quindi a pari resistenza di carico il guadagno risulta proporzionale alla mutua conduttanza.

Si consideri il pentodo 6J7, funzionante con tensioni anodica e di griglia schermo di 100 V e con tensioni di polarizzazione di — 3 V; si ha che:

$$r_p = 1 \text{ M}\Omega \qquad g_m = 1.185 \, \mu\text{A/V} ;$$

con una resistenza di carico pari a 100.000 Ω possiamo ritenere $k \approx R_c$ e il guadagno risulta dato da:

$$A = 1.185 \cdot 10^{-6} \cdot 100.000 = 118{,}5$$

La Casa americana HICKOK, per dare la possibilità ai tecnici di misurare facilmente ed esattamente la mutua conduttanza dei tubi elettronici nelle loro reali condizioni di funzionamento ha studiato e realizzato un nuovo sistema per la sua misura.

Al fine di comprendere questo sistema si consideri il circuito di fig. 2 *a*): al primario del trasformatore è applicato un segnale sinoidale e, perciò, nel milliamperometro per c.c., la corrente inverte il senso di circolazione ad ogni semiperiodo. Se la resistenza R_M è divisa in A in due parti uguali, il circuito perfettamente simmetrico ed R_L un resistore lineare, le due correnti circolanti nel milliamperometro hanno senso opposto ed ugual valore. L'indice del milliamperometro è soggetto a due forze uguali e contrarie, aventi ugual valor medio, e, perciò, l'indice non subisce deviazioni.

Se invece di R_L, resistore lineare, introduciamo come in fig. 2 *b*), un tubo elettronico, che per semplicità si considera un triodo, e si applica alla griglia di questo un segnale sinoidale avente la medesima frequenza e fase del segnale applicato al primario del trasformatore, si realizza il circuito adottato nei prova valvole HICKOK. Si osserva che il tubo elettronico in condizioni non permanenti, vale a dire quando un segnale E è applicato in griglia, si comporta come un resistore a resistenza variabile. Queste variazioni di resistenza producono variazioni proporzionali Δi_p nella corrente circolante, aventi frequenza e fase uguali a quelle del segnale introdotto nel trasformatore. Perciò le due correnti di segno opposto circolanti nel milliamperometro non sono più uguali in valore assoluto e così an-

(*) I provavalvole Hickok sono costruiti da The Hickok Electrical Instrument Co. di Cleveland, Ohio, U.S.A. di cui è rappresentante esclusiva per l'Italia la Soc. Ingg. Cremaschi-Giambelli di Milano.

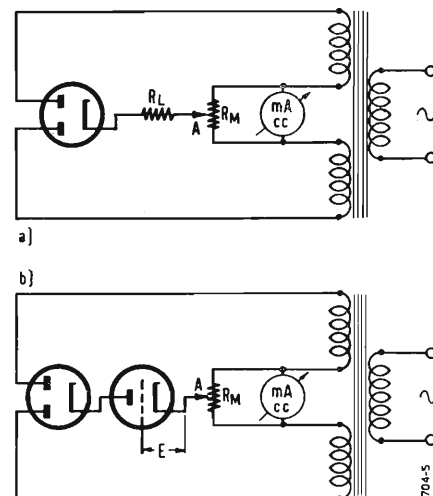



Fig. 2 - Principio di funzionamento del circuito di misura della mutua conduttanza dei tubi elettronici: a) Funzionamento del milliamperometro; b) Schema semplificato.

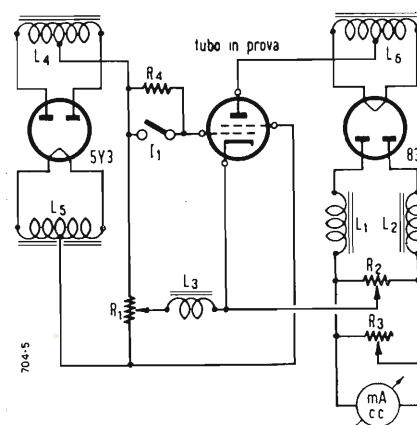



Fig. 3 - Circuito adottato nei provavalvole HICKOK per la misura della mutua conduttanza dei tubi elettronici.

che le forze agenti sull'indice dello strumento; l'angolo φ di deviazione è proporzionale alla differenza dei valori assoluti delle forze agenti e quindi alla variazione Δi_p di corrente prodotta dal tubo elettronico. Se si tiene costante l'ampiezza del segnale sinoidale introdotto in griglia si ha che:

$$g_m = \frac{\Delta i_p}{\Delta e_g} = K' \Delta i_p = K'' \varphi \; ;$$

e perciò il quadrante del milliamperometro può essere direttamente graduato in micromho.

In realtà il circuito viene realizzato negli apparecchi HICKOK come riportato nella fig. 3: la tensione anodica è fornita dal doppio diodo raddrizzatore a vapori di mercurio 83, che offre il vantaggio di avere una bassa resistenza interna e quindi non si introducono praticamente resistenze nel circuito anodico e si evita di introdurre errori sistematici nelle misure. Le varie induttanze sono costituite da bobine avvolte sul medesimo trasformatore, il cui primario è alimentato dalla tensione di rete. Le tensioni di griglia schermo e di polarizzazione sono invece fornite dal doppio diodo raddrizzatore 5Y3, che raddrizza il segnale indotto nella bobina L_4; L_5 ed L_6 forniscono la tensione necessaria per l'accensione dei filamenti ed L_3 applica il segnale alla griglia del tubo in prova. Il potenziometro R_1 permette di variare la tensione di polarizzazione, R_2 ed R_3 di tarare la scala del milliamperometro. Durante la misura della mutuaconduttanza la resistenza R_4 è cortocircuitata; questa viene utilizzata solo nella misura del contenuto di residui gassosi nel tubo elettronico, descritta nel seguito.

Per studiare il funzionamento del circuito ora descritto, si consideri il grafico di fig. 4. Sulle ordinate sono riportate le correnti circolanti nel circuito anodico della valvola in prova e sulle ascisse le tensioni griglia-catodo e gli angoli di fase corrispondenti. Si osserva che la tensione griglia-catado (curva a tratti) è la somma della tensione di polarizzazione, semisinoidi ottenute dal raddrizzamento del segnale sinoidale a frequenza di rete da parte del doppio diodo 5Y3, e della tensione sinoidale pure a frequenza di rete e in fase con questa indotta nell'avvolgimento L_3. Sul grafico è poi tracciata la famiglia di curve che fornisce la corrente anodica in funzione della tensione griglia-catado, per diversi valori della tensione anodica. L'andamento della tensione anodica è pure riportato sul grafico ed è costituito da semisinoidi ottenute dal raddrizzamento del segnale sinoidale a frequenza di rete da parte del doppio diodo 83; gli assi cartesiani di questo nuovo grafico sono stati disposti in modo da far corrispondere ad ogni retta parallela al nuovo asse delle fasi, corrispondente ad un valore della tensione anodica, una curva corrente di placca-tensione di griglia.

Al fine di determinare la corrente anodica in funzione degli angoli di fase, è necessario anzitutto determinare la tensione anodica e la curva corrente anodica tensione di griglia corrispondenti, e quindi, dal valore della tensione di griglia, si ottiene la corrente anodica cercata. Nel grafico è riportato l'andamento della corrente anodica in assenza di segnale e la corrente anodica in presenza di segnale. Facendo il rapporto fra le differenze dei valori massimo e minimo della corrente anodica in presenza di segnale e della tensione di griglia, si ottiene la conduttanza mutua cercata.

Fig. 4 - Studio grafico del funzionamento del circuito per la misura della mutua conduttanza dei tubi elettronici. Metodo HICKOK.

Fig. 5 - Sopra e nella pagina a destra: grafici rilevati nel circuito di fig. 3 ed osservabili con

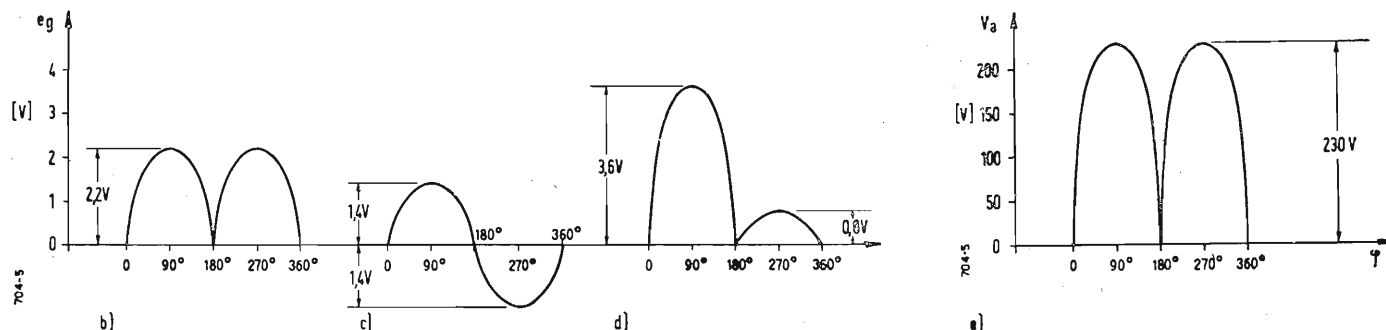
In fig. 5 sono riportati i grafici rilevati sul circuito di fig. 4 ed effettivamente visibili sullo schermo di un oscillografo. Il tubo elettronico impiegato in queste prove è un doppio triodo 6J6 (solo una sezione). Sono riportati gli andamenti in funzione degli angoli di fase, della corrente di placca *a*), della tensione di polarizzazione *b*), del segnale applicato in griglia *c*), della tensione risultante griglia-catodo *d*) e della tensione anodica *e*). Da questi grafici si ha che:

$$g_m = \frac{\Delta i_p}{\Delta e_g} = \frac{5{,}090 \times 10^{-3}}{1} =$$

$$= 5{,}090 \times 10^{-3}\ \text{A/V} = 5.090\ \mu\text{A/V}$$

2. - PROVAVALVOLE «HICKOK»

Oltre alla misura della mutua conduttanza dei tubi elettronici, i provavalvole HICKOK consentono di effettuare numerose altre determinazioni.

Interessante è la valutazione del residuo gassoso contenuto nel tubo elettronico in prova. È noto come questo residuo provochi una circolazione di corrente di griglia e quindi, dati gli elevati valori delle resistenze di griglia normalmente impiegati, si ha una variazione della tensione di polarizzazione del tubo elettronico. Queste variazioni sono assai dannose nei moderni circuiti elettronici, specie per quelli dotati di

un oscillografo (6J6 una sezione). Nella pagina a sinistra: a) Corrente di placca; qui sopra, da sinistra a destra: b) Tensione di polarizzazione; c) Segnale applicato in griglia; d) Tensione risultante griglia-catodo; e) Tensione anodica.

controllo automatico di volume o di frequenza, nei quali la tensione di polarizzazione è usata per regolare automaticamente il funzionamento del circuito. Al fine di valutare questo residuo di gas, si inserisce nel circuito di griglia (fig. 3) la resistenza di elevato valore R_4, aprendo l'interruttore I_1, e si misura con un galvanometro assai sensibile la variazione della tensione di griglia.

Molto precisa e realizzata secondo nuovi ritrovati della HICKOK è la prova con la quale si rilevano piccolissime dispersioni di corrente fra filamento e catodo. Attraverso poi la misura dello stato di efficienza del catodo è possibile prevedere la probabile vita futura di un tubo elettronico.

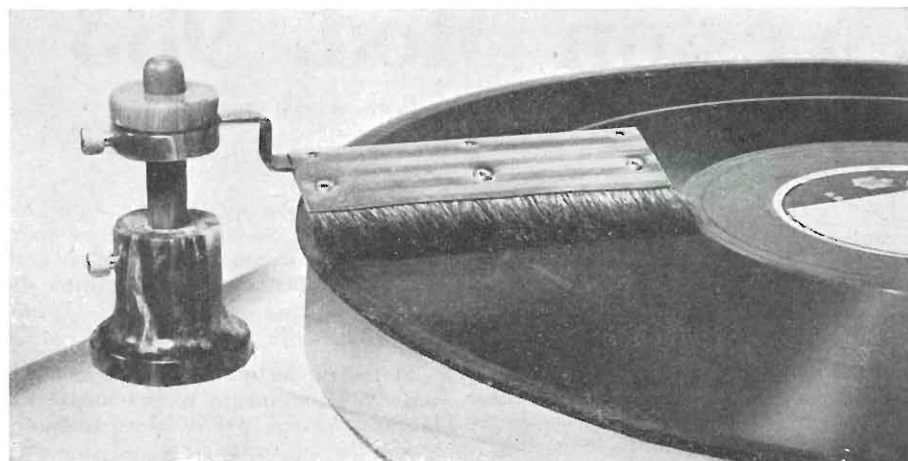
Tabelle aggiornate con tutti i dati necessari per la prova dei tubi elettronici in commercio nel mondo sono incluse negli apparecchi HICKOK e con la semplice rotazione di una manopola si possono facilmente rintracciare le indicazioni relative al tubo in prova. Queste tabelle aggiornate vengono periodicamente pubblicate dalla HICKOK e l'avviso di una nuova pubblicazione viene inviata a tutti i proprietari di una provavalvole HICKOK affinchè questi possano farne richiesta al proprio distributore o anche al proprio rappresentante (vedi nota 1).

I provavalvole HICKOK sono costruiti in ben otto modelli diversi al fine di poter soddisfare tutte le possibili esigenze dei tecnici elettronici. Infatti si ha il modello 700 molto preciso per laboratorio di ricerche, con il quale è possibile duplicare con la medesima precisione i dati dei manuali. Il modello 539 B è un tipo professionale adatto per laboratorio industriale. Si ricorda il modello 600 A, tipo economico, per il servizio radio televisione o per piccola industria. Vi è poi il modello 533 DM, con finiture di lusso, appositamente costruito per essere messo sul banco di un negozio nel quale si vendono valvole, al fine di mostrare ai clienti la qualità delle valvole acquistate.

Assoluta novità per il mercato italiano è poi il modello 590, che, usato con uno qualsiasi degli otto provavalvole HICKOK, permette un accurato collaudo dei tubi a raggi catodici e misura delle seguenti caratteristiche tecniche: brillanza, emissione, resistenze interne, residuo gassoso, regolazione della griglia di controllo, dispersione, condizioni del fosforo, possibili bruciature da parte di ioni ed, infine, probabile durata del tubo stesso.

(dott. ing. Pierantonio Cremaschi)

Un Nuovo Braccio Fonografico Elimina le Distorsioni

Secondo un principio tecnico, non nuovo per la verità, ma impiegato razionalmente, la Bard Record Co. presenta un braccio fonografico per complessi di alta fedeltà: l'Ortho-Sonic V/4. In esso, a differenza dei normali bracci, la testina percorre nel suo movimento un segmento di retta anzichè un arco di cerchio.
Infatti, il solco del disco trascina, nella rotazione, la testina (la forza di un grammo è sufficiente per assicurare lo spostamento) vincolata al braccio da un sistema formato da quattro sfere di acciaio. La pressione verticale è limitata a un solo grammo, ciò che significa un contatto praticamente privo di attrito.
La stessa Casa presenta (foto sotto) una spazzola elettrostatica per liberare dalla polvere i dischi fonografici. Essa è disposta secondo un raggio del piatto portadischi. *(B. Rel.)*

L'Oscilloscopio Weston Mod. 983 *

a cura del dott. ing. Franco Simonini

Un NOTIZIARIO tecnico che sia organicamente concepito deve tra l'altro fornire un ottimo materiale di preparazione oltre che di aggiornamento per il tecnico radio e TV.

Appunto con questo fine esponiamo in queste pagine una descrizione particolareggiata di un nuovo tipo di oscillografo appositamente progettato dalla casa Weston per il servizio radio e TV; il modello 983.

Si tratta del quarto strumento della serie 980 presentata recentemente dalla casa Weston per il teleriparatore.

Nei prossimi numeri descriveremo altri due strumenti della serie: il generatore wobbulato ed il calibratore che vengono impiegati in intimo accoppiamento con l'oscilloscopio secondo un nuovo schema di inserzione appositamente studiato dalla casa per ridurre al minimo i collegamenti ed eliminare ogni difetto di accoppiamento.

(*) Costruito dalla Weston Eletrical Instrument Co. di Newark, N.J., rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. S. & Dr. Guido Belotti di Milano.

1. - LIMITI DI IMPIEGO, CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI.

Lo strumento ha caratteristiche che si possono senz'altro definire superiori a quelle dei corrispondenti apparati per TV già presenti sul mercato pur a un prezzo eguale ed in qualche caso inferiore. Indubbiamente sul prezzo influisce il fatto che il circuito è stato realizzato con collegamenti stampati che sono particolarmente convenienti per grandi serie.

Dati caratteristici dell'oscilloscopio:

1.0.1. - *Sensibilità (verticale ed orizzontale) in c.c. e in c.a.* - 6 mV/cm.

1.0.2. - *Risposta di frequenza in c.c. e in c.a.*:
- 1,5 dB in corrispondenza di 3,58 MHz;
- 3 dB in corrispondenza di 4,5 MHz;
- 6 dB in corrispondenza di 6 MHz.

1.0.3. - *Risposta di frequenza in c.a. soltanto*:
- 3 dB in corrispondenza di 2 Hz.

1.0.4. - *Risposta ai transitori*:
- tempo di salita della traccia: 0,1 μ sec;
- sovraescursione della traccia (overshoot): dal 2 al 5 %.

1.0.5. - *Rotazione di fase*:
- zero gradi a 100 kHz; 2 gradi a 1 MHz;
- regolabile internamente fino a 0 gradi per ogni singola frequenza nella banda da 0 a 6 MHz.

1.0.6. - *Impedenza di entrata (verticale ed orizzontale)*:
1 MΩ con in parallelo 60 pF (senza cavo);
1 MΩ con in parallelo 120 pF (con cavo);
10 MΩ con in parallelo 13 pF (con adattatore di entrata a bassa capacità).
Cavo ed adattatore sono disponibili come accessori.

1.0.7. - *Frequenza di scansione*:
dai 10 Hz ai 500 kHz in 5 gamme;
tempo impiegato per il ritorno della traccia: 2 % a 100 kHz, 10 % a 500 kHz.

1.0.8. - *Alimentazione*: 105 ÷ 125 V, 50 ÷ 60 Hz, 175 W.

1.0.9. - *Tubo a raggi catodici*: tipo 5UP1; potenziale di accelerazione 1600 V: deflessione indistorta di 7,5 × 10 cm.

1.0.10. - *Tubi impiegati*:
6 - 6BQ7A
4 - 6AH6V
4 - 12BY7A
1 - 6U8
1 - 5U4GB
1 - OD3/VR150
1 - tubo di ritardo tipo Amperite 5NO60T.

1.0.11. - *Dimensioni e peso dello strumento*: 350 × 356 × 495 mm; 18,2 kg.

2. - PRESTAZIONI PIÙ IMPORTANTI.

2.1. - Possibilità di misura in volt della tensione controllata.

Tramite un commutatore a levetta con ritorno a molla si introduce un segnale sinusoidale la cui ampiezza viene regolata con continuità e permette per confronto di risalire all'ampiezza della tensione applicata.

2.2. - Inversione di polarità.

Tramite dei commutatori a levetta presenti sul pannello frontale sia per l'asse orizzontale che verticale è possibile invertire la polarità e per conseguenza la posizione della traccia in modo da ottenere la figura di più facile interpretazione.

2.3. - Entrata di tensione per il controllo dell'asse "Z".

Sul pannello frontale è disposta una presa che con accoppiamento capacitivo permette di applicare un segnale alla griglia controllo del tubo a raggi catodici. Occorrono da 9 a 15 V (misurati tra picco e picco) per interdire l'emissione del tubo.

2.4. - Prelievo dall'interno dello strumento del segnale destinato all'asse tempi orizzontale per il controllo delle traccie TV.

Allo scopo di evitare un collegamento, del tutto superfluo, tra il generatore wobbulato e l'oscilloscopio, la tensione destinata all'asse tempi orizzontale è prelevata dalla alimentazione a c. a. opportunamente regolata come fase.

2.5. - Sincronismo esterno.

Lo strumento è munito di un amplificatore a larga banda per segnali di sincronismo che permette una stabile sincronizzazione anche con deboli segnali applicati dall'esterno.

2.6. - Controllo dell'astigmatismo.

Sul pannello frontale è previsto un comando che consente di ottenere una perfetta focalizzazione del pennello elettronico.

2.7. - Frequenze di scansione di 30 e 7875 Hz.

Per mezzo dell'apposito commutatore è possibile inserire due frequenze di scansione utilissime per il controllo TV di 30 e 7875 Hz (standard americano).

2.8. - Attenuatori compensati a gradini.

Gli attenuatori sono compensati con delle piccole capacità che mantenendo costante il rapporto di attenuazione su tutta la banda di misura, permettono l'impiego di adattatori a bassa capacità.

2.9. - Schermatura in mumetal del tubo a raggi catodici.

Ogni disturbo da parte di campi magnetici spurii è evitato tramite un efficace schermaggio del tubo a raggi catodici con un involucro di mumetal.

2.10. - Entrata in continua ed alternata agli amplificatori degli assi verticali ed orizzontali.

Per entrambi gli amplificatori collegati come uscita alle placchette di deflessione verticali ed orizzontali è previsto un comando per accoppiamento in continua ed in alternata.

2.11. - Relè a tempo.

Un tubo funzionante come relè a tempo permette che la tensione di alimentazione a c.c. venga applicata 60 secondi dopo che i tubi sono stati alimentati di filamento.

Questa disposizione permette di proteggere i tubi ed i componenti contro eccessivi richiami di corrente all'atto della messa in funzione.

3. - IL CIRCUITO.

Allo scopo di rendere per quanto possibile accessibile a tutti il circuito, abbastanza complesso, di fig. 10 ci occuperemo in un primo tempo di alcuni elementi caratteristici dello schema discutendone a fondo le particolarità.

In fig. 2 è riportato lo schema del circuito di alimentazione del tubo a raggi catodici 5UP1.

La tensione di ben 1750 V continui è ottenuta in modo del tutto originale. Come risulta dalla fig. 9 si sfrutta uno degli avvolgimenti da 425 V che danno luogo alla tensione di alimentazione dei tubi amplificatori in serie con un altro avvolgimento di bassa potenza da 600 V per ottenere col diodo 1V2 una tensione di 1300 V. A questa tensione disposta con la polarità positiva a massa viene sommata la normale anodica generale da 450 V di alimentazione dello strumento.

La polarizzazione della griglia controllo che regola l'intensità della traccia è ottenuta variando la polarizzazione del catodo rispetto alla griglia controllo stessa.

Tramite un potenziometro da 2 MΩ si regola la polarizzazione dell'anodo focalizzatore.

Un ulteriore comando realizzato con un potenziometro da 0,5 MΩ permette

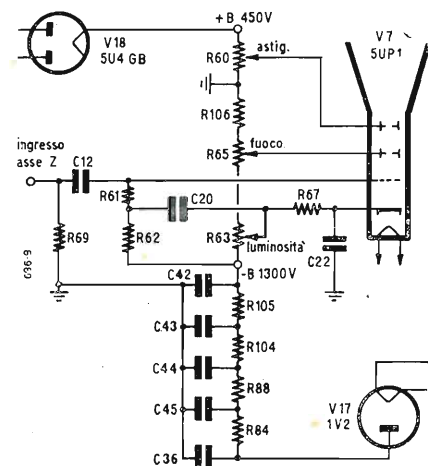



Fig. 2 - Circuito del tubo a raggi catodici e ingresso asse Z.

di migliorare la focalizzazione del pennello elettronico correggendo l'astigmatismo, difetto per il quale il punto che genera la traccia tende ad assumere forma ellittica anzichè circolare.

In fig. 2 è pure indicata la connessione dell'asse Z del tubo.

Dopo una resistenza di chiusura di 10 MΩ, tramite un condensatore da 40.000 pF il marker viene applicato alla griglia. L'impulso proveniente da questo strumento sommandosi al negativo base di griglia provoca l'interdizione del pennello elettronico di modo che lungo la curva sotto esame il punto di riferimento resta contrassegnato da un'interruzione nella luminosità della traccia stessa.

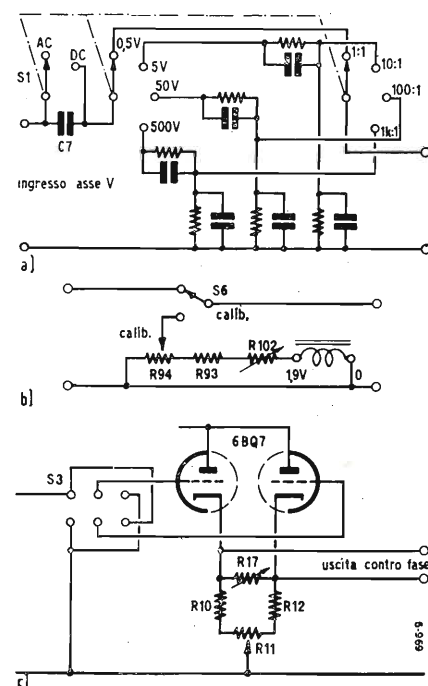



Fig. 3 - a) Circuito dell'attenuatore d'ingresso; b) Calibratore; c) Trasferitore catodico per il pilotaggio degli amplificatori orizzontale e verticale: R_{11} = bilanciamento; R_{17} = guadagno.

Gli amplificatori relativi all'asse verticale ed orizzontale sono perfettamente eguali. Ciascuno di essi è realizzato tramite tre stadi in controfase.

Si tratta di amplificatori in c.c. (vedi fig. 3c e 4a) che permettono di amplificare senza la minima rotazione di fase anche le frequenze più basse di pochi Hz. Vediamo più avanti nelle applicazioni i vantaggi degli amplificatori in c.c. specie nella pratica TV.

E comunque importante far presente che, con i circuiti impiegati, si ottiene il centraggio automatico del pennello elettronico in senso verticale ed orizzontale a mezzo del comando (R_{14} vedi fig. 4a) di simmetria del primo stadio. rare su di un circuito a bassa impedenza.

In entrata al circuito del doppio triodo è disposto un inversore di polarità che permette di invertire la posizione della traccia sullo schermo del tubo. Prestazione questa di grande importanza pratica.

Il comando R_{11} di fig. 3c ha invece il compito di equalizzare la tensione continua su di ogni catodo in assenza del segnale.

Se il comando è correttamente regolato, il punto relativo al fascetto elettronico rimane fermo quando il comando di volume R_{17} viene ruotato dal minimo al massimo.

Prima di esaminare il circuito del-

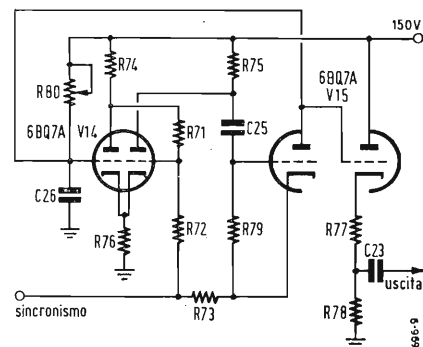



Fig. 4 - b) Circuito del generatore della tensione a denti si sega.

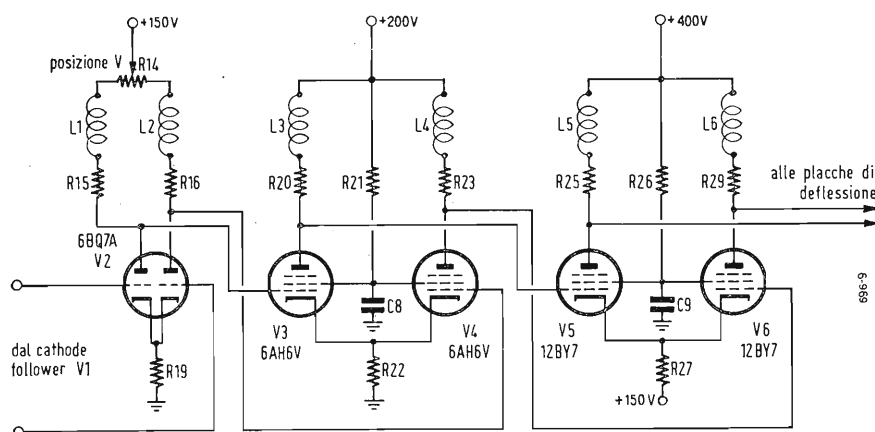



Fig. 4 - a) Circuito dell'amplificatore verticale: R_{14} = posizione verticale.

Variando infatti la resistenza di placca dei due triodi si viene a modificare la corrispondente polarizzazione degli altri stadi in cascata e, come ultima conseguenza, la caduta di tensione ai cadi delle resistenze R_{25} ed R_{29} (vedi fig. 4a) con la quale varia appunto la tensione applicata ad ogni placchetta di deflessione del tubo a raggi catodici, dalle quali dipende la posizione del pennello elettronico.

Aumentando la tensione su di una placchetta diminuirà invece sulla placchetta opposta proprio perchè il cursore del potenziometro R_{14} spostato da un lato aumenta la resistenza di placca di un triodo e nello stesso tempo diminuisce quella dell'altro triodo.

Sia l'amplificatore dell'asse orizzontale che quello del verticale sono perfettamente eguali come circuito e vengono pilotati dall'inversore di fase descritto or ora ed illustrato come schema in fig. 3c. Come si vede il comando relativo al guadagno dell'amplificatore è ottenuto molto ingegnosamente con una resistenza variabile disposta tra i due catodi del primo doppio triodo. Essa, riducendosi di valore, riduce il guadagno del circuito « cathode follower ». Si evita così un doppio comando di volume e non si altera la linearità del sistema, dato che si viene a lavo- l'amplificatore è preferibile dare una occhiata all'attenuatore disposto in entrata sia per l'asse verticale che per quello orizzontale e descrivere il dispositivo di calibrazione incorporato nello strumento.

Come si può notare dalla fig. 3a l'attenuatore a gradini per i tre rapporti 10 - 100 - 1000 è compensato a mezzo di tre piccole capacità variabili disposte ai capi della resistenza di caduta più elevata. In questo modo l'impedenza di entrata varia leggermente di valore al variare della frequenza applicata (la banda utile come visto va da 0 a 6 MHz) ma il rapporto di attenuazione si mantiene costante.

L'attenuatore è montato su di un commutatore a 8 passi. Per i primi quattro un contatto apposito inserisce nel circuito un condensatore da 0,1 μF col quale lo strumento è disposto per il funzionamento in c. a. mentre sugli altri quattro passi che seguono, lo stesso contatto cortocircuita il condensatore predisponendo il circuito per le misure in c. c.

L'attenuatore è composto di tre elementi separati disposti a partitore con doppia commutazione in entrata ed in uscita.

Il motivo di questa disposizione va cercato nel fatto che si desidera mantenere eguale nei tre casi l'impedenza di ingresso sia per quanto riguarda la componente resistiva che per quella capacitiva in modo che sia possibile inserire con adatto cavo coassiale una testina (con una cellula di attenuazione) che, se riduce il segnale ad un decimo del valore originario, eleva nello stesso rapporto l'impedenza di ingresso. Tramite questo accessorio la tensione applicata all'ingresso dell'oscilloscopio può raggiungere i 5000 V massimi contro i 500 che è possibile applicare direttamente all'attenuatore con un rapporto di attenuazione di 1000. Per la più piccola portata la massima tensione applicabile direttamente all'amplificatore è di 0,5 V.

A mezzo del dispositivo di calibrazione è possibile risalire al valore della tensione applicata in entrata. Come è possibile rilevare dal circuito di fig. 3b tramite un piccolo commutatore a levetta con ritorno a molla è possibile commutare l'entrata dell'amplificatore orizzontale su di un partitore resistivo alimentato in c. a. con una piccola tensione alternata di frequenza rete fornita da un avvolgimento del trasformatore di alimentazione.

Questa tensione dà luogo a due linee orizzontali sullo schermo del tubo fenomeno questo dovuto al fatto che la frequenza dell'asse tempi è di solito molto superiore a quella di rete.

La distanza tra le due linee varia al variare della tensione applicata in entrata e può venir fatta coincidere regolando R_{94} con l'intervallo tra picco e picco dell'oscillogramma che compare sullo schermo.

È così possibile risalire al valore di tensione di punta della forma d'onda in esame.

La tensione disponibile ai capi del potenziometro R_{94} è naturalmente tarata a mezzo della resistenza R_{102} di tipo semifisso. La misura viene realizzata agendo sul commutatore a levetta in modo da esaminare alternativamente l'oscillogramma e la linea di taratura così da ruotare fino al punto giusto il comando relativo al potenziometro R_{94}. Dalle indicazioni della scala è possibile

risalire al valore di punta della tensione applicata all'asse verticale dell'oscilloscopio. In fig. 4a è riportato lo schema dell'amplificatore in c. c. impiegato sia per l'asse verticale che per quello orizzontale.

Esso è composto da tre stadi in controfase con carichi di placca compensati sì da ottenere una sensibile linearità di funzionamento. I tubi impiegati possiedono una notevole mutua conduttanza così da assicurare la piena amplificazione indistorta anche con i carichi resistivi relativamente ridotti disposti sulle placche, allo scopo di migliorare la linearità.

Il funzionamento in c. c. di questi amplificatori permette di fare riferimento ad un'asse base che rimane tracciato sullo schermo anche in assenza di segnale (vedi fig. 6).

Come si può notare l'impiego di condensatori è ridotto al minimo. Si preferisce che gli stadi funzionino con amplificazione ridotta ed una certa controreazione di corrente piuttosto che introdurre dei condensatori di fuga per i catodi, che provocherebbero delle rotazioni di fase per le frequenze più basse.

L'amplificatore dell'asse orizzontale è praticamente eguale a quello impiegato per il verticale. Unica differenza il fatto che, in corrispondenza della posizione 60 CYCLE PHASED esso viene alimentato da un'onda sinusoidale che come fase viene regolata tramite il comando R_{92}.

Questo collegamento interno elimina la necessità di ogni conduttore schermato tra l'oscilloscopio ed il generatore wobbulato per il comando dell'asse tempi.

È previsto pure un comando di sincronismo contrassegnato dalle diciture INT +, INT —, EXT —. Nelle prime due posizioni l'asse tempi lineare impiegato per la visione delle forme d'onda viene comandato dalla tensione che alimenta l'asse orizzontale tramite uno stadio separatore-amplificatore di sincronismo (vedi fig. 3) mentre nell'ultima posizione la tensione di sincronismo viene prelevata dall'esterno con una presa appositamente prevista sul pannello frontale.

L'ammontare della tensione di sincronismo viene regolata a mezzo del comando R_{70}. Questa tensione può venir prelevata da uno dei due picchi che danno luogo alle forme d'onda sotto controllo. Il commutatore di sincronismo permette appunto di scegliere il picco di tensione più adatto e ciò tenuto conto che il commutatore a levetta VERTICAL-NORM. e REV. permette di invertire la polarità della traccia appunto perchè inverte la fase con la quale viene amplificato il segnale.

Vediamo ora lo schema del generatore della tensione a denti di sega. Si tratta di uno schema originale della Casa Weston per il quale è in corso procedimento di brevetto (vedi fig. 4b).

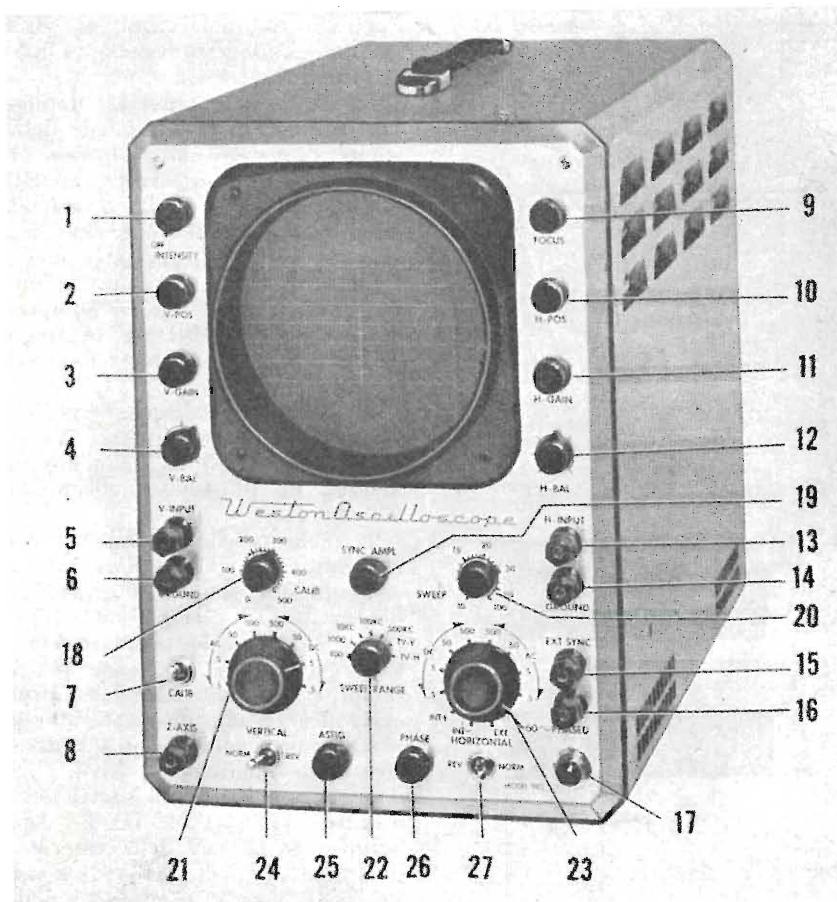



Fig. 5 - Il pannello frontale e i comandi dell'oscilloscopio Weston. 1 = luminosità; 2 = posizione V; 3 = guadagno V; 4 = bilanciamento V; 5, 6 = ingresso V; 7 = calibrazione; 8 = asse Z; 9 = fuoco; 10 = posizione H; 11 = guadagno H; 12 = bilanciamento H; 13, 14 = ingresso H; 15 = sincr. esterno; 16 = rete rifasata; 17 = spia; 18 = calibrazione; 19 = ampiezza sincronismo; 20 = scansione; 21 = attenuatore V; 22 = gamma di scansione; 23 = attenuatore H; 24 = inversione polarità V; 25 = astigmatismo; 26 = fase; 27 = inversione polarità H.

La cosidetta tensione a denti di sega che, applicata alle placchette verticali di deflessione di un oscilloscopio, produce lo spostamento del pennello elettronico in senso orizzontale (asse tempi) viene di solito generata caricando un condensatore attraverso un'elevata resistenza e scaricandolo invece con una resistenza di ridotto valore.

Nel nostro caso un condensatore (in fig. da C_{26} a C_{30}) viene a caricarsi attraverso ad una resistenza variabile R_{80}).

Il primo triodo della 6BQ7 viene così portato dall'interdizione alla conduzione e ciò mentre ancora la carica del condensatore avviene nel tratto lineare di caratteristica.

Ne consegue una notevole corrente di placca che dà luogo ad una caduta della tensione di placca che a sua volta è direttamente collegata ad un partitore di tensione (R_{71} ed $R_{72} + R_{73}$) con cui viene alimentata la griglia del secondo triodo della 6BQ7. Si ha così una riduzione di corrente di placca per questo triodo che, producendo un aumento di tensione anodica ed una piena conduzione del triodo della 6BQ7 seguente, provoca la rapida scarica del condensatore attraverso alla ridotta resistenza di placca del triodo. Il quarto triodo si comporta come un amplificatore-separatore di catodo e dà luogo ad una bassa impedenza di uscita ed ad un'elevatissima impedenza di ingresso che non altera così il funzionamento del gruppo fondamentale *RC*.

Una volta scaricato del tutto il condensatore, il primo triodo ritorna nelle condizioni di interdizione, il condensatore ricomincia a caricarsi ed il ciclo si ripete.

Un triodo pentodo 6U8 provvede a miscelare sulle due griglie separate del pentodo il segnale di sincronismo con quello proveniente dall'asse tempi. Il segnale risultante convenientemente filtrato tramite l'induttanza L_{15} viene amplificato di catodo dalla sezione a triodo della 6U8 ed applicato alla griglia di uno dei triodi del generatore a denti di sega. Tutto il complesso funzionamento di questo organo, di importanza vitale per il corretto funzionamento dell'oscilloscopio, dipende dalla scelta delle corrette caratteristiche di lavoro dei tubi impiegati, ma anche

Fig. 6 - a, b) Risposta ad onde quadre; c, d, e, f, g) forme d'onda tipiche in ricevitori TV; h) testina demodulatrice; i) percentuale di modulazione misurabile, secondo quanto detto nel testo alla testina demodulatrice riprodotta in h).

l'amplificatore-separatore di sincronismo ha grande importanza per la buona visione della traccia.

La frequenza generata dall'oscillatore a denti di sega dipende dalla costante di tempo che si ottiene moltiplicando il valore della capacità in farad per quello della resistenza di carica in ohm. Il controllo di scansione SWEEP (R_{80}) permette una regolazione fine della frequenza in un rapporto da 1 a 10. Ad esempio con un condensatore da 0,1 μF la frequenza generata è compresa nella banda da 10 a 100 Hz.

Commutando su capacità più ridotte con il commutatore SWEEP RANGE (S_5) si ottengono così le frequenze fondamentali di 100-1000-10.000-100.000 e 500.000 Hz.

È anche possibile, sempre tramite il commutatore S_5 prevedere la generazione di due frequenze caratteristiche del servizio TV e cioè: i 30 e 7875 cicli (25 e 7812 per lo standard europeo). Con queste due frequenze per l'asse tempi si può analizzare la forma di onda dei segnali destinati all'esplorazione rispettivamente di quadro e di riga dello schermo televisivo.

Per i primi quattro scatti del commutatore (100-100.000 Hz) il tempo necessario al ritorno della traccia varia dal 0,2 al 2 % di quello di scansione, in dipendenza naturalmente della regolazione di R_{80}. Per la banda di 500 kHz il tempo sale come percentuale dal 2 al 10 %.

Con i dati fino qui forniti è abbastanza facile distinguere gli elementi fondamentali dello schema che qui ricorderemo brevemente.

3.0.1. - Le due entrate V-INPUT ed H-INPUT rispettivamente per l'asse verticale ed orizzontale che fanno capo ai due attenuatori perfettamente eguali tra loro e di qui attraverso i due commutatori a levetta S_3 ed S_4 o i due amplificatori in c. c. essi pure perfettamente eguali tra loro, che alimentano le placchette di deviazione dell'oscilloscopio.

Questa disposizione simmetrica permette di ottenere lo stesso sfasamento sia per l'uno come per l'altro asse nel corso dell'attenuazione in entrata e dell'amplificazione successiva. In questo modo è possibile eseguire misure di fase tra due segnali così come indicato in fig. 7b) e 7c). Unica differenza il fatto che per l'asse verticale è prevista la possibilità di calibrazione del segnale di ingresso a mezzo del commutatore con ritorno a molla S_6 e del potenziometro di calibrazione R_{94} che viene alimentato con una tensione di rete di 3,8 V prelevata dal trasformatore di alimentazione e tarata opportunamente con una resistenza semifissa R_{102}.

3.0.2. - La presa EXT. SYNC. permette di alimentare l'amplificatore separatore di sincronismo con un segnale esterno di riferimento. Il commutatore dell'attenuatore di entrata per gli stadi di amplificazione destinati all'asse orizzontale permette di passare all'inserzione di un sincronismo interno.

3.0.3. - Le prese PHASED e Z-AXIS, come vedremo, sono ausiliarie per il servizio TV; la prima fornisce una tensione di riferimento a frequenza rete al generatore wobbulato e la seconda permette di introdurre nell'oscilloscopio degli impulsi di marcaggio provenienti dal generatore wobbulato che permettono di annullare la luminosità della traccia nei punti ove è necessario un controllo di frequenza.

Come si vede l'impulso in arrivo si somma alla polarizzazione del tubo catodico e ne interdice l'emissione.

3.0.4. - Il commutatore S_5 che permette di selezionare le capacità e le resistenze più adatte per la scansione dell'asse tempi. Vale a dire le capacità C_{26} - C_{28} - C_{29} - C_{30} e C_{48} nonchè le resistenze R_{107} e R_{80} per il controllo «fine» della frequenza di scansione mentre le due resistenze semifisse R_{82} ed R_{83} permettono di ricavare le due frequenze di 30 e 7875 Hz. Come si vede è abbastanza facile con una semplice regolazione di taratura passare, se è il caso, alle frequenze europee.

Si hanno in sostanza 6 telaietti stampati che nello schema sono indicati come contornati da linea a tratto e punto. Due realizzano i collegamenti dei due amplificatori, altri due quelli dei partitori di entrata e gli ultimi due le commutazioni di scansione ed i collegamenti del generatore a denti di sega.

Si tratta di uno schema abbastanza lineare se pur impegnativo sia per il numero di tubi impiegato che per le prestazioni realizzate.

4. - APPLICAZIONI.

4.1. - Misura della tensione picco a picco della forma d'onda analizzata all'oscilloscopio.

A mezzo del commutatore con ritorno a molla previsto per la calibrazione è possibile operare un confronto tra la forma d'onda analizzata e quella di controllo leggendo poi il valore della tensione come segue sulla scala del potenziometro CALIB.:

– direttamente in volt se il potenziometro dell'asse verticale è sulla posizione 500.

– dividendo la lettura per 10 se questo è sulla posizione 50.

– dividendo la lettura per 100 se questo è sulla posizione 5.

– leggendo direttamente in millivolt per la posizione 0,5.

4.2. - Analisi di forme d'onda.

Data la notevole ampiezza di banda (0 ÷ 6 MHz) questo oscilloscopio permette l'esame di forme d'onda di una certa frequenza e con andamento notevolmente discosto dal sinusoidale.

Come indicato in fig. 6 a) un'onda quadra di 200 kHz di frequenza fondamentale viene quasi perfettamente riprodotta. Si tenga presente in proposito che perchè ciò avvenga non occorre solo una sufficiente ampiezza di banda (2 MHz nel nostro caso, ampiamente garantiti) ma anche una buona risposta ai transitori che si manifestano e cioè un breve tempo di ascesa della traccia ed una piccola sovraescursione di traccia. In fig. 6 b) è indicato l'andamento di una traccia di onda quadra di frequenza fondamentale di 1 MHz.

Il sincronismo da impiegare dipende dalla polarità della forma d'onda da analizzare. Gli impulsi positivi verranno controllati meglio impiegando il comando di sincronismo nella posizione INT + e analogamente nella INT — per gli impulsi negativi.

La larghezza di banda ed un asse tempi che si estende dai 10 Hz ai 500 kHz permette una buona analisi delle forme d'onda TV. In fig. 6c), d), e) f), g) sono riportate le traccie caratteristiche delle forme d'onda più importanti.

È conveniente esaminare almeno due cicli del segnale sullo schermo. Per questo motivo sono previste le due frequenze di scansione di 30 e di 7875 (25 e 7812 per l'Europa) per permettere la visione rispettivamente dei segnali di quadro e di riga. Queste frequenze sono contrassegnate dalle due diciture TV-H e TV-V.

Le prime due forme d'onda video si ottengono mediante rivelazione tramite un demodulatore a cristallo di germanio che permette la rivelazione di frequenze da 3,5 a 250 MHz vedi fig. 6h).

L'uscita di questo rivelatore è composta da una tensione continua corrispondente alla tensione media a RF e di una tensione alternata corrispondente alla modulazione di ampiezza presente nella portante a RF. La frequenza di questa tensione alternata può arrivare fino ai 300 000 cicli partendo dalla frequenza zero.

Da queste semplici considerazioni è possibile arguire i vantaggi che comporta il fatto che sia possibile amplificare il segnale per gli assi dell'oscilloscopio partendo dalla corrente continua.

Dalla fig. 6i) è possibile ricavare il procedimento per la misura della percentuale di modulazione. È conveniente per questa misura spostare un poco in basso rispetto al centro dello schermo la linea di riferimento in assenza di segnale.

Ma i vantaggi dell'amplificazione in c. c. non finiscono qui, vale la pena di osservare che:

– la traccia si sposta sotto azione del comando senza tempi di attesa dovuti alla carica del condensatore di accoppiamento.

– si hanno ottime caratteristiche per quanto riguarda le rotazioni di fase (zero gradi fino a 100 kHz e due gradi ad 1 MHz) specie per le frequenze più basse.

Infine si deve notare che, data l'elevatissima sensibilità degli amplificatori degli assi, l'oscilloscopio si presta al controllo delle forme d'onda anche se esse vengono prelevate da stadi a debole livello. È possibile così un'esame dell'apparecchio stadio per stadio.

4.3. - Misure di fase e di frequenza.

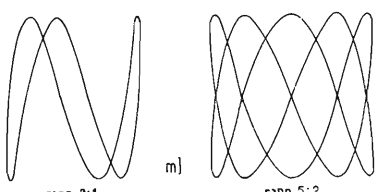
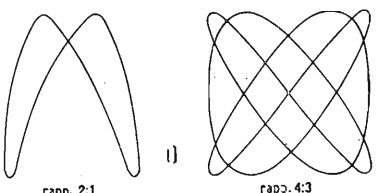
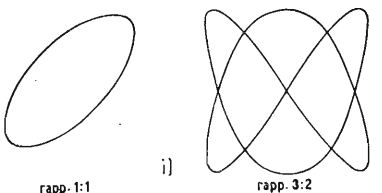
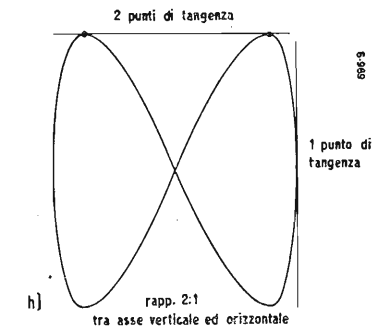
Gli amplificatori per l'asse orizzontale e quello verticale sono identici. Per questo motivo l'apparato si presta a misure di fase per frequenze dai 10 Hz ai 6 MHz.

Le figg. 7 a) b) c) d) danno un'idea di come si possa risalire dalla figura alla rotazione di fase tra le due tensioni eguali in ampiezza e frequenza che vengono applicate per confronto ai due assi dell'oscilloscopio.

Fig. 7 - a) Rotazione di fase nulla; b) misura di fase; c, d, e, f, g) diagrammi di fase tipici; h) rapporto di frequenze 2 : 1; i, l, m.) figure di Lissajous.

La fig. 7 d) fornisce le cosidette figure di Lissajous per la misura del rapporto tra le frequenze applicate ai due assi. Il procedimento di misura è troppo noto perchè sia il caso di riportarlo ancora una volta in queste pagine.

4.4. - Allineamento di ricevitori TV (fig. 8).

In fig. 8 a) è indicata la serie convenzionale di vecchia esecuzione di strumenti e di collegamenti necessaria al controllo della curva di media frequenza di un ricevitore TV.

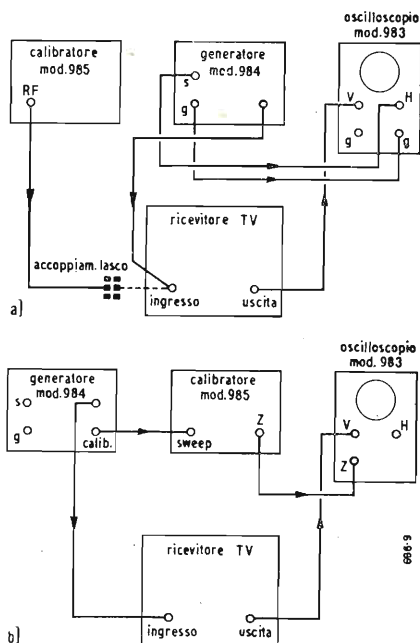



Fig. 8 - Sistema per l'allineamento di ricevitori TV. In a) è raffigurato il sistema convenzionale di collegamento dei vari strumenti necessari. In b) il sistema semplificato Weston.

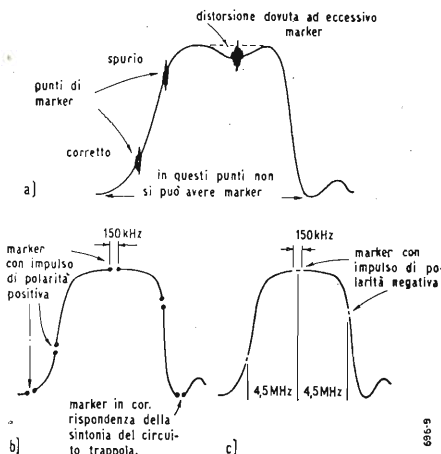



Fig. 9 - Sistema semplificato Weston per l'allineamento di ricevitori TV, b) e c), in confronto al sistema convenzionale, a).

Il generatore di frequenza alimenta con una frequenza variabile alternativamente in più ed in meno alla frequenza di rete il circuito di entrata a RF del ricevitore TV.

L'uscita del ricevitore convenientemente rivelata e filtrata delle componenti alta frequenza viene inviata all'asse verticale dell'oscilloscopio mentre all'asse orizzontale viene inviata una tensione alternata convenientemente regolata di fase. Dato infatti che la deviazione di frequenza dell'oscillatore wobbulato è comandato con legge sinusoidale a frequenza di rete occorre che anche l'asse tempi dell'oscilloscopio venga realizzato con una tensione pure sinusoidale in fase con quella che comanda il generatore wobbulato. È per questo motivo che non si ricorre ad una normale tensione a denti di sega ma ad una tensione sinusoidale come quella che comanda il wobbulatore e nell'oscilloscopio non viene fatto funzionare il generatore di segnali di scansione e viene alimentato a parte dall'esterno l'amplificatore per l'asse orizzontale.

Il calibratore viene debolmente accoppiato all'entrata del ricevitore TV alimentato dal wobbulatore. I battimenti cui danno luogo le due frequenze risultano visibili come indicato in figura 9a).

In questo modo è possibile determinare a quale frequenza corrisponde ogni punto della curva e con notevole esattezza, data la precisione di cui è capace normalmente il calibratore. Variando la frequenza emessa dal calibratore il punto corrispondente al battimento si sposterà a piacere lungo la curva.

La disposizione fin qui descritta presenta però degli inconvenienti, in particolare:

– Come indicato in fig. 9 a) la presenza del battimento può a volte alterare il reale andamento della curva.

– La combinazione di fondamentale e armonica che costituisce ogni frequenza destinata alla generazione del punto di battimento può dar luogo a battimenti spuri e quindi ad indicazioni false e suscettibili di alterare il giudizio dell'operatore sulla corretta esecuzione della curva.

– Nei punti in cui la curva si annulla venendo a mancare una delle frequenze, non si ha il battimento e la conseguente indicazione tramite punto luminoso sulla traccia.

La nuova disposizione studiata dalla Weston e messa in atto con la nuova serie di strumenti (calibratore, wobbulatore, oscilloscopio) vedi fig. 8 b) tiene conto di questi inconvenienti eliminandoli con una nuova disposizione di collegamenti e di circuiti.

Anzitutto il calibratore non viene più collegato al ricevitore ma le due frequenze vengono fatte battere separatamente ed a parte applicate nella loro risultante sotto forma di battimento all'oscilloscopio all'asse Z.

Un impulso cioè generato dal battimento provvede ad interdire momentaneamente il pennello elettronico che dà così luogo ad un annullamento di luminosità chiaramente distinguibile lungo la traccia, ciò nel caso che venga realizzato un impulso positivo o ad un punto luminoso intervallato da due annullamenti se l'impulso è di polarità negativa (vedi fig. 9 b) e 9 c).

In tal modo:

– Il battimento non essendo più realizzato nel ricevitore ma in un circuito completamente separato non può più influire sull'andamento della curva in esame.

– Il battimento viene realizzato all'interno di uno strumento di misura nella sede più adatta e non in un ricevitore in condizioni variabili da caso a caso e con mezzi di fortuna.

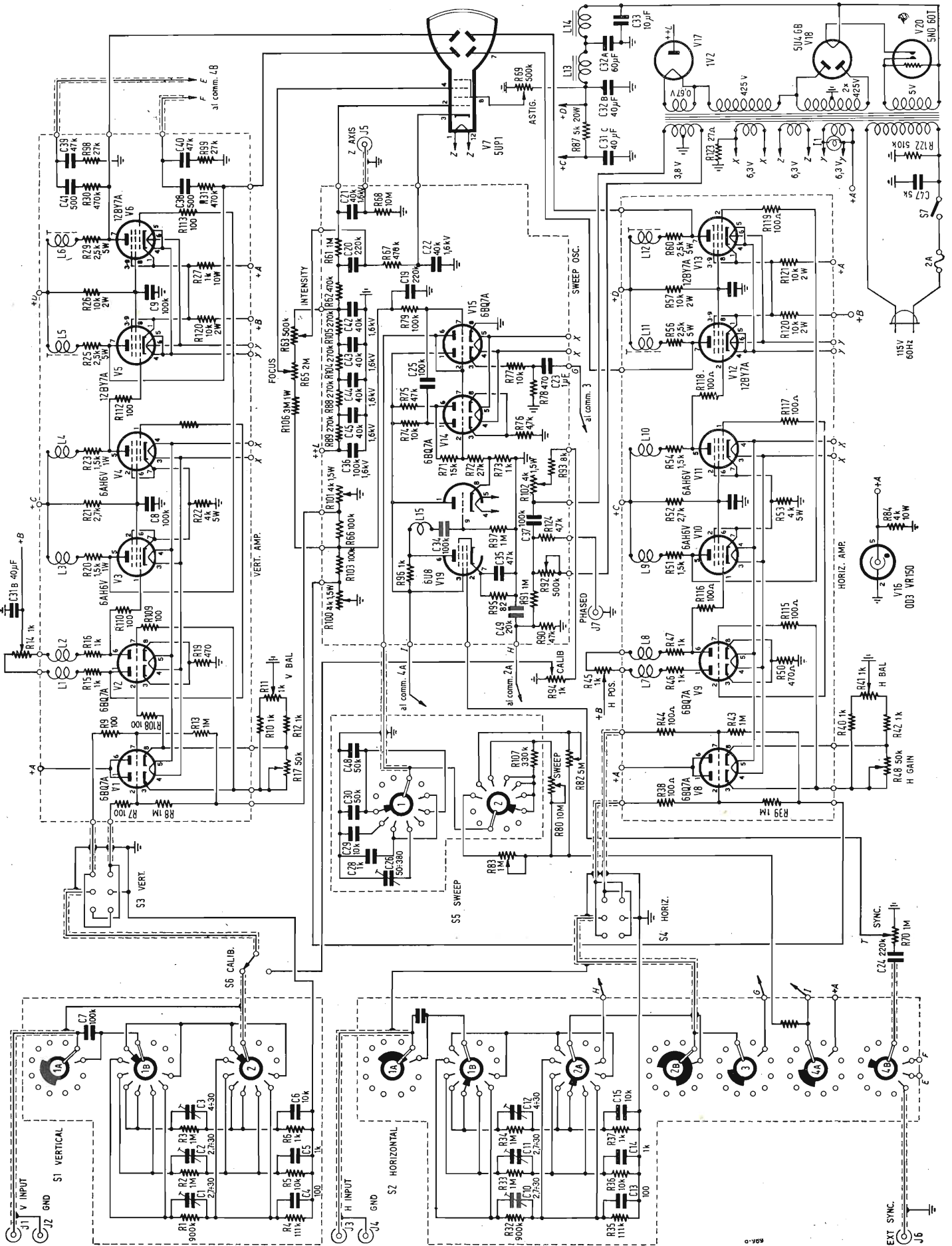
Per conseguenza vengono evitati i battimenti dovuti a frequenze spurie che possono ingannare l'operatore.

– Dato che il battimento non viene realizzato nel ricevitore esso sussiste sempre anche quando per effetto dell'andamento della curva una delle frequenze viene praticamente ad annullarsi come ampiezza. Il che è molto comodo specie se si vuole controllare l'andamento della curva in prossimità della frequenza portante del suono che normalmente viene notevolmente ridotta come ampiezza a mezzo di un circuito « trappola ».

– Con la nuova disposizione il collegamento al pilotaggio dell'asse tempo rimane eliminato. (SCOPE-H INPUT e GROUND-GROUND) dato che il segnale viene realizzato all'interno dell'oscilloscopio ed è sufficiente un corto collegamento sul pannello frontale dell'oscilloscopio tra la boccola PHASED ed il terminale H-INPUT.

Il controllo 26 di fig. 5 (PHASE) permette la regolazione della fase del segnale a frequenza industriale che pilota l'asse tempi orizzontale.

*

Fig. 10 - A destra; schema elettrico quotato dell'osciloscopio Weston modello 983.

Un nuovo apparecchio TV portatile prodotto dalla R.C.A.

La R.C.A. sta producendo un nuovo apparecchio TV portatile avente le seguenti caratteristiche di ingombro:
Altezza: 26 cm; Larghezza: 23,5 cm; Profondità: 32,7 cm; Peso: 10 kg circa.
L'apparecchio è presentato nei colori: rosso, avorio, ebano e grigio ed è commercialmente denominato: R.C.A. Victor « Personal ».

È interessante notare che in esso è impiegato un cinescopio di nuovo tipo (8DP4) che è rettangolare, sferico, a fuoco elettrostatico e a deflessione magnetica di 90°. La massima tensione anodica è di 6000 V. La sua diagonale esterna è di 8½ pollici, cioè 21,6 cm ed il suo peso è di 1,38 kg.
L'apparecchio è corredato di un'antenna del tipo a V con aste a cannocchiale, oltre alla normale presa per antenna esterna.
I comandi di sintonia, commutazione canali, sincronismo etc, sono disposti sulla parte superiore dell'apparecchio e mascherati da un pannellino.
L'apparecchio impiega in totale 10 valvole più cinescopio, 4 cristalli, una rettificatrice ed un raddrizzatore doppio al selenio. Sette delle 10 valvole sono doppie e quindi in totale l'apparecchio verrebbe ad avere 24 valvole. *(g.re.)*

Italia: In funzione i « gruppi d'ascolto» radio e TV

Il 4 marzo u.s. ha avuto inizio l'attività dei « Gruppi d'ascolto » per i programmi radiofonici, mentre il 1° aprile hanno iniziato la loro attività quelli per i programmi televisivi.
I « Gruppi d'ascolto » sono, com'è noto, costituiti da radio ascoltatori e telespettatori, che hanno preventivamente data la loro adesione all'iniziativa.
Durante il periodo in cui svolgeranno attività nel « Gruppo d'ascolto », gli abbonati riceveranno — ogni sabato — una copia omaggio del « Radiocorriere » e un « questionario » sul quale saranno indicate alcune trasmissioni della settimana successiva. Ad ogni componente dei « Gruppi d'ascolto » viene chiesto di non modificare in nulla le proprie abitudini di ascolto e di rispondere con sincerità alle domande che gli vengono poste sulle sole trasmissioni che ha ascoltato o che ha visto. *(r.tv.)*

In estate, nessuna riduzione delle ore di trasmissione in TV

Quest'anno, nel corso dell'estate, le trasmissioni televisive non subiranno alcuna riduzione di orario.
Soltanto pochissime rubriche, fra quelle che normalmente vengono allestite in « studio », saranno sostituite. per il periodo che va dal 15 luglio al 31 agosto — periodo caratterizzato da una battuta d'arresto nella vita dello spettacolo in genere — con programmi filmati.
Verranno naturalmente sospese, per lo stesso periodo, le trsmissioni per i ragazzi, come conseguenza logica dell'arrivo delle vacanze che li vede impegnati fuori di casa per buona parte della giornata. Queste trasmissioni saranno sostituite con programmi normali per adulti, adatti anche al pubblico dei più giovani.
Per il resto, i programmi televisivi continueranno a rivolgersi verso la gran massa del pubblico, attraverso presentazioni divertenti e accettabili a tutti, anche per quelle particolari trasmissioni che presentino un elevato interesse culturale. *(r.tv.)*

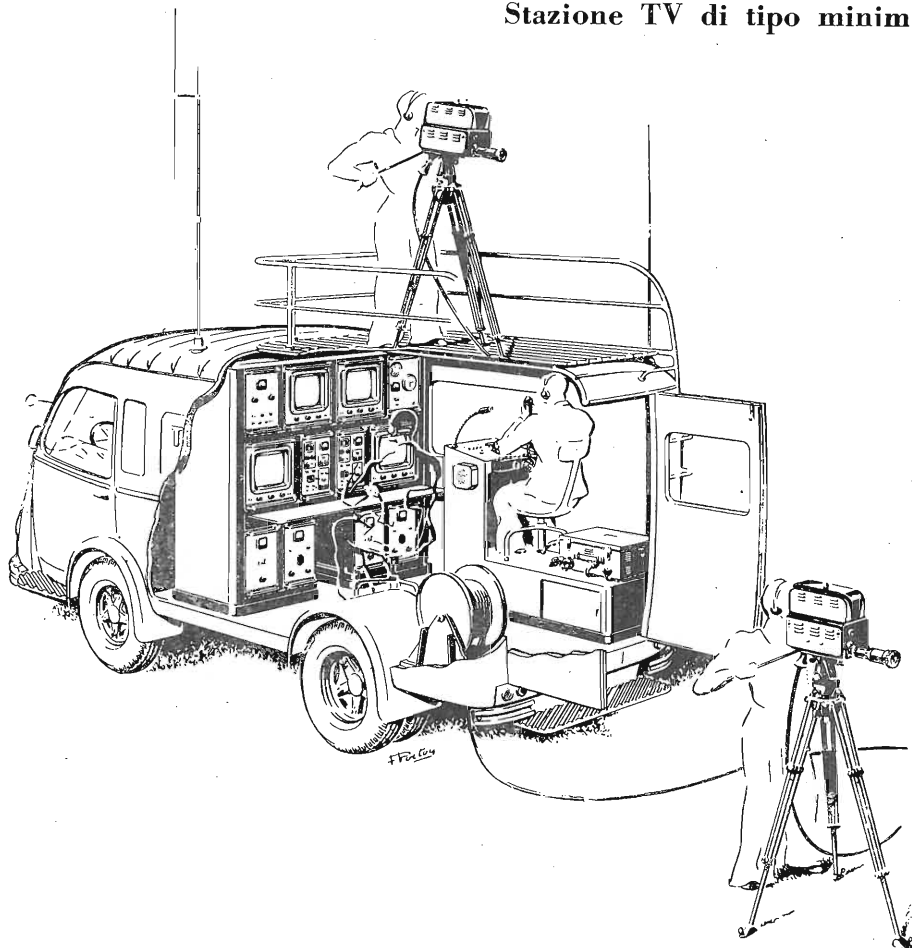
Inchiesta sul teleascolto giovanile in Francia

A cura dell'« Union Nationale des Associations Familiales » si è svolta in Francia un'inchiesta sul teleascolto giovanile. Le preferenze dei giovani telespettatori sono risultate convogliate verso le trasmissioni di viaggi e avventure; il mestiere televisivo preferito è risultato essere quello di annunciatore. *(r.tv.)*

Corso televisivo in Cecoslovacchia

La TV cecoslovacca ha realizzato un ciclo di 19 lezioni, per la sua Università Televisiva, intitolato « Come la scienza difende la nostra

(segue a pag. 273)

Stazione TV di tipo minimo

È stato realizzato in Francia un complesso radio per l'emissione di programmi TV, avente caratteristiche di particolare interesse, quali la semplicità di concezione, il basso costo e la elasticità di esercizio.
Molti paesi desiderano iniziare un servizio di TV, partendo da un nucleo attorno al quale procedere agli sviluppi futuri, con investimento iniziale di capitali limitato. In base a tale considerazione è stata sviluppata una « cellula madre » attorno alla quale, secondo le necessità o le disponibilità, possono aggregarsi nuove installazioni.

La telecamera vidicon fornisce una immagine molto dettagliata e ben contrastata.

Il complesso, costruito dalla Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, è composto da: un trasmettitore di 50 W picco video, oppure 500 W picco video (fotografia nella pagina 273) nella terza banda (174 ÷ 216 MHz), con potenza aumentabile a 5, 10 oppure 20 kW per aggiunta di amplificatori in cascata; un'antenna tipo superturnstile con guadagno di 3,5 e relativa linea di alimentazione; un pannello di controllo e un ricevitore monitore.
Accanto alla parte trasmittente, la stessa Società ha realizzato il complesso per la ripresa fissa e mobile, nonchè le apparecchiature per il telecinema con passo 16 mm.
Nel disegno « fantasma », riprodotto in alto a sinistra è raffigurato appunto l'equipaggiamento per la ripresa video volante. Esso comprende un trasmettitore, video più audio, di 50 W, quattro ricevitori monitori, le apparecchiature di comando e di controllo, nonchè due telecamere vidicon, del tipo illustrato nella fotografia in basso a sinistra.

Il carro può essere attrezzato anche con un ponte radio per il collegamento hertziano con la stazione TV principale. Si richiedono due tecnici all'interno del carro ed uno o due esterni, alle telecamere.
La Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil è in grado di fornire anche tutte le apparecchiature ausiliarie destinate agli studi di trasmissione, dalla illuminazione alla regia video ed audio, nonchè un laboratorio completo per la manutenzione e la riparazione degli impianti. (*tel*).

Il ricevitore di controllo tipo SN813 realizzato con criteri professionali dalla CSF.

(*segue da pag.* 272)

salute ». Le lezioni, che sono state tenute da scienziati di chiara fama, hanno trattato principalmente della struttura del corpo umano, delle principali malattie, dei problemi della vecchiaia, dell'igiene, dello sport e dell'alimentazione. (*r. tv.*)

Stazione TV per l'educazione dei giovani e degli adulti

La prima stazione televisiva del mondo impiantata esclusivamente o principalmente per l'educazione dei giovani e degli adulti è stata inaugurata da Re Faisal dell'Irak a Bagdad, in occasione del suo ventunesimo compleanno. L'inaugurazione ha avuto luogo con particolari cerimonie seguite da migliaia di cittadini attraverso teleschermi situati in varie parti della capitale. Il Direttore Generale della Radio-TV, Khalil Ibrahim, ha sottolineato l'importanza della missione educativa del nuovo trasmettitore rilevando che l'Irak è stata la prima nazione del Medio Oriente che ha riconosciuto il valore della TV in questo campo. (*r.tv.*)

Relais TV aereo in Svezia

La TV svedese sta effettuando esperimenti di collegamento televisivo a mezzo di aeroplani i quali, data la conformazione del paese, rappresentano la soluzione ideale del problema. Recentemente è stata trasmessa l'opera « Carmen », dal teatro dell'Opera di Stoccolma, dalla stazione sperimentale dell'Istituto Tecnico della capitale le cui emissioni erano captate da un apparecchio DC 3 che volava a 6000 metri di altezza. Telericevitori impiantati a distanza sino a 500 chilometri dal trasmettitore hanno potuto ricevere il programma senza alcun disturbo. (*r.tv.*)

Informazioni sulla TV Canadese

Il corrispondente da Ottawa del londinese « The Times » invia un articolo esplicativo su alcuni punti della situazione della TV in Canadà. Attualmente, più della metà delle famiglie canadesi possiede un televisore; dopo soltanto tre anni e mezzo di attività televisiva, questo risultato rappresenta il più sensazionale sviluppo della teleutenza in tutto il mondo. La Direzione della CBC ha inviato un pro-memoria alla Commissione Reale per la Radio-TV esponendo la situazione attuale della TV canadese. In tale memorandum è messo in evidenza che il servizio televisivo nazionale può essere assicurato ad un costo di $ 15 all'anno per ogni tele-famiglia, canone già fissato nel 1942; tuttavia, poichè nel frattempo il costo dei materiali e dei servizi è sensibilmente aumentato, non vi sarà denaro sufficiente per apportare miglioramenti alla rete televisiva canadese e, in modo particolare, non vi sarà denaro da spendere per la TV a colori e per l'estensione dei programmi alle ore antimeridiane. Quindi, se si vorrà dare alla TV canadese uno sviluppo consono alla situazione internazionale, le spese dovranno essere aumentate a $ 30-35 all'anno per tele-famiglia. (*r.tv.*)

Funzionari della BBC in visita a Mosca

Sette funzionari della Radio britannica si sono recati a Mosca, su invito del Ministro sovietico della Cultura, Nikolai Mikhlailov, per visitare centri Radio-TV della capitale sovietica. Si tratta della restituzione della visita fatta nello scorso novembre da tecnici sovietici agli impianti della BBC. (*r.tv.*)

Eccezionale programma della radio TV francese

Il 16, 17 e 18 giugno la RTF, secondo quanto riferisce « Le Figaro », ha trasmesso 72 ore di programma, ininterrottamente, sia per radio che per televisione. Il programma, dal titolo « Kermesse aux étoiles », organizzato dalla regista Caterina James, è consistito di una grandiosa rassegna di cantanti e «vedette », appositamente scritturati in base alle ricerche formulate in un referendum dalle giovani ascoltatrici di Francia. (*r.tv.*)

Alcune Note su di un Oscillatore a

Le sempre maggiori esigenze delle telecomunicazioni impongono un continuo perfezionamento dei mezzi di collegamento, verso una sempre più completa e razionale utilizzazione dello spettro delle radio frequenze. Si descrive su queste colonne un oscillatore a frequenza variabile, particolarmente adatto al pilotaggio dei radiotrasmettitori e di realizzazione non eccessivamente complessa.

IL CIRCUITO fondamentale dell'oscillatore che descriviamo, dovuto a J. K. Clapp (1), è rappresentato in fig. 1. Il circuito oscillante consiste nel bipolo accordato in serie L_1 - C_1, che va considerato come tutt'uno con la resistenza R, la quale rappresenta tutte le perdite del circuito, ed i condensatori di reazione C_2 e C_3.

1. - LE CONDIZIONI DI INNESCO

La condizione di innesco delle oscillazioni, (tale per cui l'energia reattiva compensi le perdite del sistema) è data dalla

$$R = g_m X_2 X_3 \, , \qquad [1]$$

in cui X_2 ed X_3 rappresentano le reattanze di C_2 e C_3.

La frequenza di oscillazione del sistema è invece espressa dalla relazione seguente:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_1}{C_3}} . \qquad [2]$$

Per la dimostrazione di queste due espressioni, si veda l'appendice in fondo al testo.

Dall'esame della [2] si intravede chiaramente quale sia la via da seguire per ottenere una elevata stabilità.

Analizziamo l'espressione:

$$\sqrt{1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{C_1}{C_3}} . \qquad [3]$$

In essa appaiono i condensatori di reazione C_2 e C_3. Il valore capacitivo di questi, varierà in funzione del carico imposto all'oscillatore, dato che le capacità effettive griglia-catodo e placca-catodo del tubo, vengono a trovarsi in parallelo ad essi. Tuttavia lo spostamento di frequenza che ne deriva è assai ridotto, in conseguenza del segno di radice.

Nel caso che il condensatore di sintonia C_1 sia di basso valore, ed i condensatori di reazione di elevata capacità, il valore assoluto dell'espressione [3] tenderà all'unità, e la frequenza generata sarà indipendente dai condensatori di reazione, essendo funzione unicamente del circuito accordato in serie $L_1 - C_1$. In tal modo le cause di instabilità connesse con le variazioni di capacità interna del tubo oscillatore vengono eliminate.

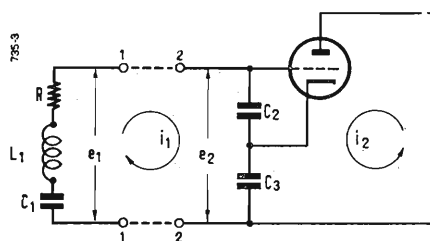



Fig. 1 - Circuito fondamentale dell'oscillatore Clapp.

Esaminando ancora la [3], si vede chiaramente che il suo valore assoluto non può raggiungere l'unità, ma sarà sempre maggiore. In altri termini, la frequenza dell'oscillatore non potrà in nessun caso essere quella propria del circuito accordato in serie ($L_1 - C_1$), ma sarà leggermente superiore. Se essa fosse la stessa del circuito accordato L_1 - C_1, il bipolo L_1 - C_1 - R (fig. 1) equivarrebbe ad una pura resistenza, di valore R posta ai capi dei terminali 1 - 1, ed in tal caso il circuito non potrebbe oscillare.

Tuttavia, alle frequenze più elevate, la reattanza del circuito accordato in serie non si annullerà, e di conseguenza una certa induttanza apparirà ai terminali del bipolo. Tale condizione è la stessa che si osserva in un normale circuito Colpitts.

2. - CIRCUITO CLAPP E CIRCUITO COLPITTS.

Il circuito Colpitts ed il Clapp, sono dunque la stessa cosa? *NO*. Difatti, allorquando il bipolo è costituito da una sola induttanza, la sua reattanza induttiva sarà approssimativamente costante al variare della frequenza; usando invece un circuito accordato ($L_1 - C_1$ nel nostro caso), ad una piccola variazione della frequenza, corrisponde una forte variazione della reattanza induttiva del sistema. Al limite, anche una variazione minima della frequenza sarà sufficiente a neutralizzare qualsiasi variazione di fase nel circuito di reazione.

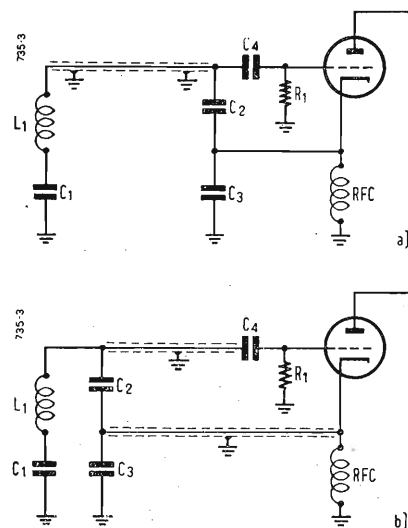



Fig. 2 - Circuiti impiegati per il comando a distanza dell'oscillatore. Nel caso *a*) si usa un solo cavo coassiale tra il circuito di sintonia ed i condensatori di reazione. Nel caso *b*) si usano due cavi coassiali tra i condensatori di reazione ed il tubo oscillatore.

(1) Proceedings of I.R.E., Marzo 1948, 36, 3

Frequenza Variabile

dott. Giuseppe Borgonovo

La stabilità di questo circuito è quindi assai maggiore di quella ottenibile da un normale Colpitts.

Un'altra differenza notevole tra i due circuiti: nell'oscillatore Colpitts la sintonia si effettua, generalmente, variando il valore dei condensatori di reazione, nel Clapp invece, si modifica l'induttanza « effettiva », variando il valore di C_1.

La differenza sostanziale tra i due circuiti non sta quindi nel sistema con cui si effettua la sintonia, ma nel modo in cui si controlla l'induttanza effettiva del circuito.

Torniamo ora all'espressione [1]: da un breve esame della stessa, risulta che solo quando il secondo membro dell'equazione diventa maggiore del valore assoluto di R, il circuito entrerà in oscillazione, con conseguente circolazione di corrente di griglia. Aumentando quest'ultima, il termine g_m diminuisce, fino a che il valore assoluto del secondo membro della [1] diventa uguale a quello del primo. Soddisfando tale condizione, la stabilità dell'oscillatore sarà massima.

È opinione corrente che, aumentando il coefficiente di merito (Q) dell'induttanza L_1, si migliori il rendimento dell'oscillatore. Un ulteriore esame della [1] basterà però a rendersi conto che il parametro più importante non è il Q dell'induttanza, bensì il valore della resistenza R, che rappresenta le perdite del circuito. Un aumento del Q della induttanza di sintonia non darà alcun miglioramento, se tale modifica non avrà portato una riduzione della resistenza di perdita.

Nella nostra esposizione non abbiamo esaminato il problema dell'opportunità di impiego del condensatore C_4 nel circuito di griglia (fig. 2). Esso non è certo necessario per bloccare l'alta tensione verso la griglia del tubo, dato che a tale scopo serve perfettamente il condensatore C_1.

Può la presenza di tale condensatore di griglia avere qualche influenza sul funzionamento dell'oscillatore?

Per dare una risposta a tale quesito, analizziamo da presso il circuito:

Includendo nel circuito il condensatore C_4, solo una parte della tensione presente ai capi di C_2 viene applicata alla griglia del tubo, dato che il condensatore C_4 e la capacità griglia-catodo della valvola, costituiscono un divisore di tensione, in parallelo ai condensatori di reazione.

Quando il condensatore C_4 è di capacità molto maggiore a quella interna (griglia-catodo) del tubo, la sua influenza è trascurabile. Occorre tuttavia tener presente che tale capacità interelettrodica, misurata « a caldo », può essere fino a 40 volte maggiore del suo valore statico. Nel caso di un triodo, si può arrivare per effetto Miller, fino a 100 pF, nel qual caso, per un valore di C_4 pari a 100 pF, solo la metà della tensione viene applicata alla griglia. In tal caso il circuito potrebbe anche non oscillare; per ristabilire l'innesco delle oscillazioni sarebbe necessario diminuire il valore dei condensatori di reazione, con conseguente peggioramento della stabilità.

In conclusione, risulterebbe che la presenza del condensatore di griglia non sia conveniente nel caso di triodi in quanto riduce sia la resa che la la stabilità dell'oscillatore; per i pentodi invece, tale effetto è trascurabile.

3. - COMANDO A DISTANZA DEL CIRCUITO CLAPP.

Particolarmente interessante è l'esame della possibilità che presenta il circuito Clapp, di poter essere con facilità comandato a distanza senza dover ricorrere a trasmissioni meccaniche (di solito non molto soddisfacenti), ma semplicemente separando il circuito di sintonia del resto dell'oscillatore. Tale possibilità è particolarmente sfruttabile nel campo delle apparecchiature di bordo, ove si richiede sovente di installare gli apparati in compartimenti poco accessibili, con conseguente necessità di comando a distanza.

I circuiti usati per tale applicazione sono quelli di fig. 2.

Dal loro esame, si osserva che il cavo coassiale impiegato per il collegamento del circuito accordato al resto dell'apparato, si comporta come una capacità verso massa, il cui effetto non può essere trascurato (si consideri che un cavo coassiale da 72 Ω presenta una capacità propria dell'ordine dei 20 pF/m).

Nel caso di fig. 2 si considera che ogni tratto di cavo coassiale presenti una capacità verso massa di 125 pF. L'effetto di quest'ultima dipende dal modo in cui essa viene introdotta nel circuito, ed i vari casi possibili sono indicati dalla fig. 3.

Il circuito a) è perfettamente normale (nessuna capacità verso massa), mentre i circuiti b), c), d), rappresentano le possibili modificazioni del circuito base.

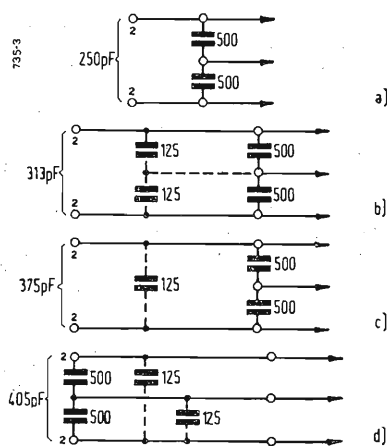



Fig. 3 - Effetto della capacità aggiuntiva dovuta al cavo coassiale di comando a distanza, in funzione del modo di introduzione della capacità stessa nel circuito.

Nel caso a), la capacità in parallelo al bipolo di sintonia è di 250 pF; per gli altri circuiti, essa è salita rispettivamente a 313, 375 e 405 pF. Nel caso b), i valori di X_2 ed X_3 nella formula [1] risultano ridotti, ed il circuito potrebbe anche non oscillare.

Le condizioni originarie possono essere ristabilite molto semplicemente, portando i valori di C_2 e C_3, da 500 a 375 pF; per attuare questa soluzione, occorre però realizzare un circuito con catodo a massa, la qual cosa non presenta difficoltà.

Il caso di fig. 2 c) è equivalente a quello di fig. 2 b), ed il caso d) è pure equivalente al caso a), con la variante che i condensatori di reazione sono shuntati dalla capacità di 125 pF di uno dei cavi coassiali. Ne risulta che

(il testo segue a pag. 287)

Studio dell'atmosfera con i razzi di alta quota

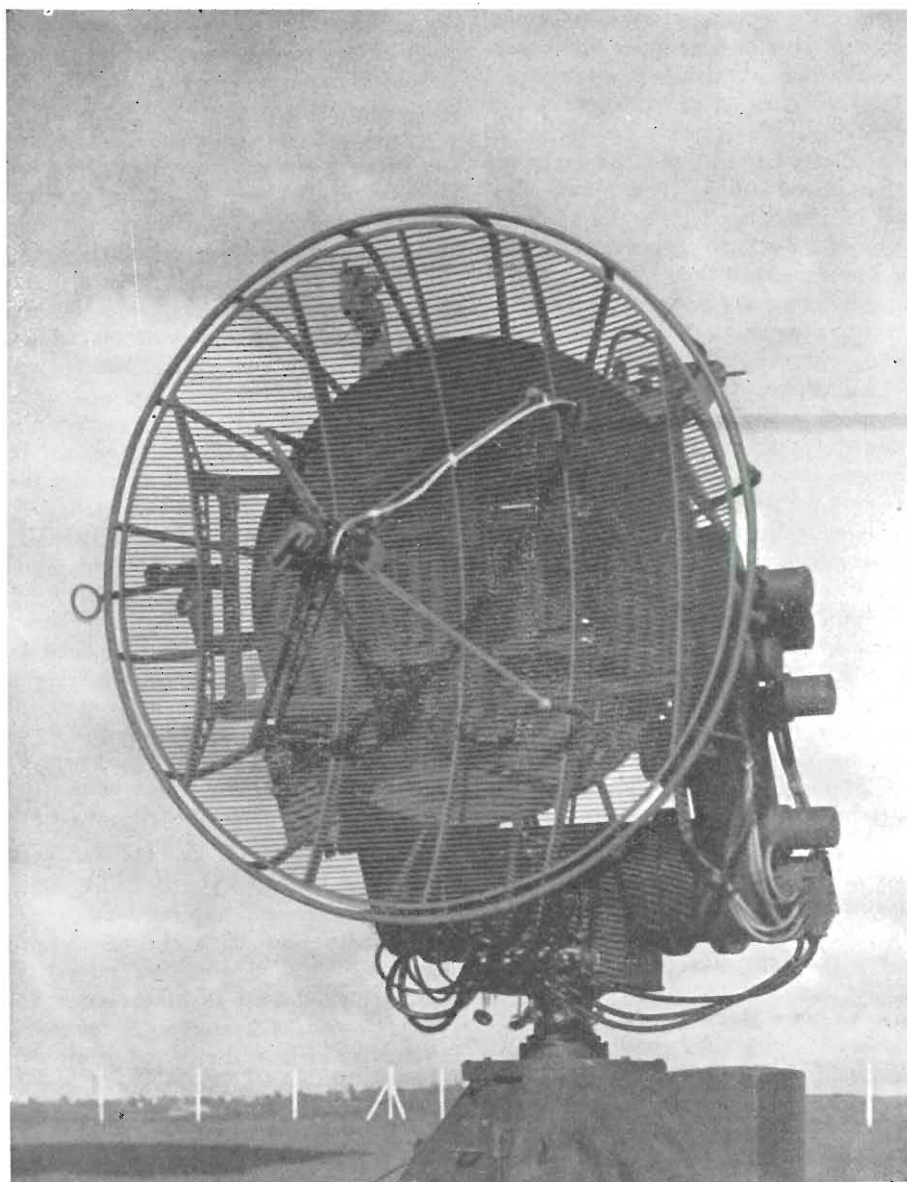
Giorno e notte gli strati superiori dell'atmosfera risplendono di una debole e poco visibile fluorescenza. Questi strati vengono bombardati da silenziosi raggi cosmici che terminano il loro percorso dallo spazio esterno in violenti urti nucleari a grande distanza dalla terra. In quelle regioni si hanno anche tempeste di vento che si spostano a centinaia di miglia all'ora e ingentissime correnti elettriche che provocano tempeste magnetiche: inoltre intense radiazioni di raggi X e ultravioletti, protoni ed elettroni provenienti dal sole bombardano di continuo l'atmosfera.

A parte il loro interesse intrinseco, molti di questi fenomeni hanno un'importanza pratica, in quanto possono influire sulle condizioni atmosferiche e sulle comunicazioni radio, o possono avere importanza in futuro per la navigazione e la difesa.

Per il prossimo anno geofisico che si inizia nell'estate del 1957 gli scienziati hanno a loro disposizione dei potentissimi strumenti di ricerche e cioè i razzi da alta quota.

Fra i primissimi mezzi usati per lo studio dell'atmosfera vanno annoverati gli aquiloni ed i palloni: questi ultimi sono ancora molto importanti in quanto possono raggiungere un'altezza di circa 35 km, doppia cioè di quella raggiungibile attualmente con gli aeroplani, e naturalmente i palloni sono molto meno costosi degli aereoplani e dei razzi. Nondimeno fu grazie all'avvento dei razzi da alta quota che per la prima volta si rese possibile lo studio diretto degli strati superiori dell'atmosfera.
Il razzo è un tipo molto vecchio di proiettile, e venne usato come arma più di sette secoli or sono, mentre come semplice curiosità è forse anche più vecchia. Fu però con la sinistra arma segreta hitleriana, il V2 del peso di 9 tonn, che per la prima volta si resero possibili le osservazioni dirette degli strati superiori dell'atmosfera. Il V2 costituiva un notevole successo tecnico. Con un'autonomia di circa 180 miglia, esso aveva la capacità di portare una tonnellata di alto esplosivo ad un'altezza di 100 km.
Con la cattura nel 1945 di parecchi di questi razzi, cominciarono sul serio le ricerche a grandi altezze. Da allora sono stati lanciati nel deserto del Nuovo Messico dall'Esercito americano 69 V2 che hanno portato più di 20 tonn di strumenti scientifici ad altezze di oltre 200 km. Anzi uno di questi razzi assunse una parte importantissima nel battere l'attuale primato di altezza. Alla parte anteriore di un V2 si fissò un razzo più piccolo pesante un terzo di tonnellata, che continuò il suo percorso dopo che il V2 si fu esaurito e raggiunse l'altezza di 325 km. Questo lancio consentì di raccogliere importanti notizie sullo stato elettrico dell'atmosfera.

Quasi tutte le ricerche a mezzo di razzi sono state effettuate dagli Americani, che hanno impiegato tre tipi di veicolo: l'Aerobee, capace di sollevare circa 75 chili di materiale ad una altezza di circa 140 km; il Viking, che raggiunge i 280 km di altezza con un carico analogo, ed il Rockoon, così chiamato perchè viene varato da un pallone, che in inglese si chiama balloon, ad una altezza alla quale la resistenza dell'aria è molto minore che la superficie della terra: in questo modo aumenta di molto l'altezza massima raggiunta dal veicolo.
Il Rockoon può portare strumenti per una trentina di chilogrammi ad altezze superiori ai 100 km. Più recentemente i Francesi hanno messo a punto il Veronique, che ha delle caratteristiche simili all'Aerobee.
Il maggior ostacolo pratico all'uso dei razzi è tuttavia il loro alto costo. Il volo di un razzo dura generalmente circa 6 minuti, ed è veramente eccezionale che una qualche parte apprezzabile del veicolo o del materiale di cui è dotato possa servire più di una volta. Il Viking costa 100.000 sterline e l'Aerobee 10.000: ambedue questi razzi però sono dotati di un motore a carburante liquido, simile a quello del V2, e sembra ora probabile che si possano ridurre notevolmente i costi servendosi di carburanti solidi.
Questo sistema è in linea di principio piuttosto simile a quello dei fuochi di artificio, ed il Rockoon che è di questo tipo, costa assieme al pallone di lancio solo circa 500 sterline.
Un razzo compie il suo percorso come una freccia. Finchè si trova negli strati inferiori dell'atmosfera, le pinne lo mantengono nella direzione di volo, mentre delle piccole irregolarità di esse gli impartiscono un lento movimento rotatorio. Questa rotazione sul suo asse può essere di grande utilità. Nelle osservazioni del sole, per esempio, essa garantisce che il fianco del razzo contenente gli strumenti si trovi periodicamente di fronte al sole.
A 35 km di quota la pressione dell'aria è pari ad un millesimo di quella al livello del mare. Ad altezze superiori la stabilità del razzo si riduce enormemente, tanto che verso la fine della corsa esso può continuare a volgersi su se stesso nello spazio. Per ovviare a questo continuo mutamento di posizione, alcuni razzi sono muniti di piattaforme stabili che vengono tenute sempre in direzione del sole da una cellula fotoelettrica e da un servo-meccanismo governato da questa. Il Viking è reso stabile da getti di vapore mentre attraversa le parti più rarefatte dell'atmosfera.
Da quanto si è detto finora risulta evidente che è possibile portare strumenti a grandissima altezza. Questa però è solo una parte del problema, dato che le informazioni raccolte debbono venir comunicate all'osservatore a terra. Gli strumenti radio assumono allora la massima importanza, benchè molte notizie siano state raccolte anche a mezzo di fotografie, di registrazioni magnetiche e così via. La radio e la fotografia assumono anche una parte assai importante nella determinazione della posizione e dell'altezza del razzo ad ogni momento del suo percorso. La radio permette inoltre di distruggere il veicolo, se si riscontri che è uscito di rotta e che segue un percorso che può risultare pericoloso per la comunità.
Circa le prospettive future, si sta prendendo seriamente in considerazione la possibilità di servirsi di piccoli satelliti senza pilota che dovrebbero compiere un'orbita intorno alla terra per alcuni giorni.

(u.b.)

Il Servizio Tecnico delle costruzioni e delle Armi Navali in collaborazione con la CSF ha presentato recentemente al centro di prova di Cormeilles-en-Vexin, l'ultimo modello di radar studiato per la marina francese dal centro di ricerche tecniche della CSF. Qui sopra è raffigurato il paraboloide del nuovo radar di bordo. *(tel.)*

Conferenza stampa dell'ing. Anfossi, Presidente dell'ANIE

Mercoledì 20 giugno ha avuto luogo a Milano l'Assemblea Annuale Ordinaria Nazionale Industrie Elettrotecniche presieduta dall'Ing. Pietro Anfossi, il quale ha nell'occasione tenuto una conferenza stampa per illustrare i risultati raggiunti nel primo decennio di attività dell'ANIE.
In concomitanza con lo sviluppo economico del paese, indicato dall'espansione del reddito nazionale, l'industria nazionale elettrotecnica italiana ha aumentato la sua produzione nella misura dell'80 % in 8 anni.
Purtroppo tale incremento non appare costante in tutti i campi dell'industria elettrotecnica; cosicchè ad un aumento sensibile verificatosi nei beni di consumo non ha corrisposto un uguale incremento dei materiali per la produzione e il trasporto dell'energia elettrica. L'ing. Anfossi ha osservato che, ove dovesse persistere tale contrario andamento tra la richiesta di beni di consuno e le ordinazioni di nuovo macchinario per la produzione dell'energia elettrica, si provocherebbe una grave crisi nel campo della distribuzione di energia.
Ma dove le prospettive si presentano più preoccupanti è nel campo del commercio estero che nel settore elettrotecnico continua a mostrarsi contrario alle legittime aspettative degli esperti.
L'Ing. Anfossi ha ribadito che tale involuzione dei rapporti con l'estero è dovuta alla liberalizzazione unilaterale degli scambi, alla riduzione non negoziata delle tariffe doganali, al maggior costo dei prodotti siderurgici italiani, alla franchigia doganale per l'importazione di macchinario elettronico destinato al Mezzogiorno e alle agevolazioni concesse agli esportatori europei dai rispettivi Governi, contro quelle estremamente modeste per gli esportatori italiani.
Ci riserviamo di tornare sull'argomento il prossimo mese.

(a.n.)

Ricerche petrolifere con un piccolo frantumatore di particelle

Un acceleratore Van de Graaff in miniatura lungo appena 119 cm e con 7,6 cm di spessore è stato recentemente adoperato per la prima volta nelle ricerche petrolifere.
Modellato sui tipi correntemente adoperati per le ricerche fisiche, per il trattamento del cancro e per i procedimenti chimici, il nuovo acceleratore è il frutto di oltre 20 anni di ricerche svolte dalla Well Survey Inc. di Tulsa. Sebbene la sua potenza massima sia di 200 mila volt, il suo raggio di neutroni è il più intenso sinora adoperato nella localizzazione di giacimenti petroliferi in perforazioni nuove e vecchie.
Nella realizzazione di questo acceleratore in miniatura, gli scienziati si sono trovati dinnanzi a problemi di estrema difficoltà. In primo luogo, il frantumatore di atomi doveva essere sufficientemente piccolo da poter essere adoperato entro il foro praticato dalla trivella e abbastanza potente per localizzare formazioni di petrolio al di là della spessa barriera costituita dal ferro, dall'acqua, dalla roccia e da altri materiali densi. Inoltre, doveva resistere a pressioni di oltre 1400 kg/cmq e a temperature sino a 150 °C. Infine, era necessario realizzare strumenti efficienti per trasmettere alla superficie i risultati dell'esplorazione in profondità.
Nelle prove effettuate dal novembre dello scorso anno, il nuovo generatore Van de Graaff è stato calato entro l'apertura praticata dalle trivelle. Il fascio di neutroni emesso dalla macchina nelle viscere della terra ha prodotto a considerevole profondità reazioni nucleari nel terreno circostante. Effettuando la misurazione delle particelle che si sviluppano in queste reazioni con uno speciale rivelatore di radiazioni, si ottengono dati che portano ad una rapida identificazione di giacimenti petroliferi profondi.
Prima di procedere alla costruzione in serie del nuovo dispositivo, la Well Survey sta cercando di eliminare qualsiasi difetto del prototipo mediante un collaudo continuo. *(u.s.)*

Al dott. John von Neumann il 1° premio Fermi

Il Premio Fermi, la cui istituzione è stata approvata dal Congresso americano nel 1954, è stato assegnato per la prima volta al matematico John Von Neumann, membro della Commissione americana per l'Energia Atomica, per il suo decisivo contributo alla scienza atomica, sopratutto nella progettazione di macchine elettroniche calcolatrici adoperate nelle ricerche nucleari.
Nella motivazione del Premio si legge tra l'altro che Von Neumann ha «previsto il ruolo importante e necessario» che macchine del genere avrebbero avuto nell'applicazione dell'energia atomica al progresso generale delle arti e della scienza a beneficio dell'umanità.
Il Premio Fermi consiste in una medaglia, una citazione e un assegno di 50 mila dollari.

(u.s.)

Prevista la creazione di sette nuovi elementi

Il dott. Glenn T. Seaborg, noto scienziato dell'Università della California, ha recentemente preannunciato la creazione di sette nuovi elementi in un periodo compreso tra 5 e 15 anni. Il dott. Seaborg, che ha collaborato alla scoperta del plutonio, ha precisato trattarsi degli elementi fra il 102.mo ed il 108.mo.
Il mezzo col quale si potrà giungere a produrli, ha detto Seaborg, è rappresentato da un tipo speciale di frantumatore di atomi in corso di costruzione presso l'Università della California. La nuova macchina, che è stata chiamata «Hilac» è un acceleratore lineare di particelle, in grado di imprimere fortissime accelerazioni a nuclei pesantissimi, come quello del neon avente un peso atomico 20.
Scagliando questi grossi nuclei contro i nuclei di atomi pesanti, ad esempio di uranio, dovrebbe essere possibile, secondo il dott. Seaborg, creare nuovi elementi più pesanti.
Come è noto, con l'impiego di particelle atomiche più leggere, gli scienziati hanno prodotto diversi elementi, l'ultimo dei quali, il 101.mo, è stato creato nei primi mesi dello scorso anno. I nuovi elementi pesanti consentiranno di perfezionare e di aumentare le cognizioni scientifiche sulla struttura atomica della materia.
Nell'intento di dare un ulteriore impulso agli studi di fisica nucleare, la Commissione americana per l'Energia Atomica ha approvato la costruzione di due nuovi acceleratori che avranno una energia complessiva di 9 miliardi di e.v. Il primo sorgerà a Cambridge, nel Massachusetts ed il secondo nella città universitaria di Princeton, nel New Jersey.

(u.s.)

(segue da pag. 260)

interpreti principali Umberto Borsò, Plinio Clabassi, Lucia Danieli, Rina Malatrasi, Roland-Panerai e Eugenia Ratti; «Tosca», di Giacomo Puccini, diretta da Antonino Votto ed intero pretata da Franco Corelli, Vito De Taranto, Renata Heredia Capnisti, Antonio Sacchetti e Carlo Tagliabue; per la Stagione lirica, infine, «Medea», di Canonica, nell'interpretazione di Luisa Malagrida, Franca Marghinotti, Walter Monachesi e Gino Pasquale e sotto la direzione di Arturo Basile.
Sul Secondo Programma, «Turandot» di Giacomo Puccini, nell'interpretazione di Inge Bork, Mario Del Monaco, Renata Tebaldi, Nicola Zaccaria e sotto la direzione di Alberto Erede; «Manon» di Jules Massenet, diretta da Alfredo Simonetto ed interpretata da Mario Borriello, Rosanna Carteri, Plinio Clabassi e Nicola Filacuridi; «Rigoletto», di Giuseppe Verdi, diretto da Nino Sanzogno, con la partecipazione di Luisa Ribacchi, Aldo Protti, Carlo Zampighi, Nicola Zaccaria e Virginia Zeani; infine, «Don Pasquale» di Gaetano Donizetti, direttore Alberto Erede, interpreti principali Sesto Bruscantini, Renato Ercolani, Alda Noni, Italo Tajo e Cesare Valletti.
Sul Terzo Programma, per la Stagione lirica, «Paride ed Elena», di Gluck (direttore Mario Rossi, interpreti Luigi Alva, Ester Orell, Marcella Pobbe e Bruna Rizzoli) e «Giulio Cesare», di Gian Francesco Malipiero, (direttore Nino Sanzogno, interpreti Aldo Bertocci, Renato Capecchi, Anselmo Colzani, Saturno Meletti, Ilva Ligabue, Afro Poli e Silvana Zanolli); inoltre, «Turandot», di Ferruccio Busoni, «La favola di Orfeo» di Casella, «Dafne» di Riccardo Strauss e «Lo speziale», di Haydn.
In Televisione, l'11 luglio sarà trasmessa, in «prima» edizione televisiva, l'opera «Cavalleria rusticana», di Pietro Mascagni. *(r.tv.)*

Jugoslavia: «teatro per l'infanzia» a radio Zagabria

Il complesso teatrale per l'Infanzia di Radio Zagabria celebra in questi giorni il primo lustro della sua esistenza. Attualmente il complesso è formato di 67 piccoli attori e gode di grande popolarità in tutto il Paese; esso ha fino ad ora rappresentato 150 lavori ed ha anche prestato i migliori fra i suoi piccoli attori al teatro per gli adulti. Tra i lavori trasmessi figurano «Pinocchio», «Cappuccetto rosso», «La capanna dello zio Tom», «Oliver Twist» e «I ragazzi della via Paal». *(r.tv.)*

Libia

La «N. 5 Forces Broadcasting Station» di Bengasi non trasmette più sulla frequenza di 4930 kHz ma su 3305 kHz. La scheda delle emissioni è ora la seguente: 05.00-06.30 (Domenica 06.00-07.15), 17.45-22.05 su 3305 kHz. Altre trasmissioni avvengono sulla frequenza di 7220 kHz dalle ore 11.30-17.30 (Domenica 07.30-17.30). Il programma in lingua Araba dallo studio di Bengasi è irradiato su 7220 kHz dalle ore 11.00-11.30 soltanto alla Domenica. *(Micron)*

Radio Montecarlo e il presidente Coty

In occasione della permanenza a Mentone del Presidente della Repubblica francese Coty, Radio Montecarlo gli ha fatto chiedere quali fossero le sue preferenze nel campo musicale. Avendo il Presidente fatto i nomi di Debussy, Mozart e Ciaikowsky, Radio Montecarlo ha allestito un programma in base alle indicazioni ricevute. Rileva «La Semaine Radiophonique» che si è trattato evidentemente di una buona trovata pubblicitaria della Radio monegasca. *(r.tv.)*

FIORI D'ARANCIO

Il giorno 16 Giugno u. s. si sono uniti in matrimonio il nostro collaboratore dott. ing. Vittorio Banfi e la Sig.na Armida Maestrelli.
Agli sposi i migliori auguri dell'Amministrazione della Direzione e del Personale de *l'Antenna*.

Novità nei Ricevitori TV della Stagione 1955-56*

L'ATTUALE tendenza seguita da quasi tutti i costruttori è quella di rendere il più semplice possibile il televisore sostituendo, ad es., valvole semplici con quelle doppie, riducendo il numero dei comandi accessibili all'utente, ecc.

Onde aumentare la garanzia di una buona stabilità di immagini nelle zone marginali i costruttori hanno particolarmente curato i circuiti destinati alla soppressione dei disturbi.

Vogliamo qui illustrare un sistema impiegato dalla « Crosley » nei suoi telai 466 e 467 che agisce in due diversi punti dell'apparecchio. In fig. 1 è rappresentato l'attenuatore dei disturbi che introduce a tale scopo una controreazione fra il 3° stadio di FI ed il 1° di FI. Tale circuito si comporta come un compressore che livella il mezzo ciclo positivo di un segnale disturbante così intenso da rendere positiva la griglia del 3° stadio dell'amplificatore di FI. La fig. 2 *a*) illustra l'inviluppo della portante video con gli impulsi disturbanti sovrapposti. In particolare i primi 5 o 6 mezzi cicli positivi rendono la griglia positiva, come si è già accennato, e quindi vengono rettificati producendo sulla resistenza da 470 Ω degli impulsi negativi. Questi impulsi tramite il circuito costituito dalla bobina di arresto da 6,5 μH, il condensatore da 0,1 μF e la resistenza da 1500 Ω sono portati alla griglia del primo stadio di FI. Questa controreazione è talmente rapida che gli impulsi si comportano come una vera e propria polarizzazione negativa tale da ridurre momentaneamente il guadagno del 1° stadio di FI per il rimanente degli impulsi disturbanti. Ciò è rappresentato in fig. 2 *b*).

Fig. 1 - Circuito schematico dell'attenuatore dei disturbi nei telai 466 e 467 della Crosley.

Malgrado ciò i rimanenti impulsi di disturbo possono ancora danneggiare la stabilità dell'immagine e la fig. 3 illustra questo dispositivo.

Una catena di resistenze (R_{122}, R_{128}, R_{176}, R_{193}, R_{178}) è connessa fra i 260 V e i 24 V negativi ottenuti dalla griglia pilota della finale di linea. La griglia del tubo invertitore dei disturbi prende una tensione da tale catena in modo che esso a riposo si trovi all'interdizione.

L'esatta polarizzazione si ottiene regolando il potenziometro R_{128} denominato CONTROLLO DEI DISTURBI. Tale comando è normalmente regolato in modo che la valvola sia tenuta bloccata per tutti i segnali che si vengono a trovare al di sotto delle sommità dei sincronismi.

Il catodo dell'invertitore dei disturbi è alimentato con impulsi negativi prelevati dal carico del rivelatore video (R_{118} e R_{190}). La sua placca preleva invece impulsi di sincronismo positivi. Allora quando i disturbi arrivano simultaneamente al catodo ed alla placca il tubo conduce impedendo in tal modo che essi raggiungano la griglia del « clipper ».

Il commutatore di « area » varia la sensibilità totale del ricevitore per il miglior funzionamento in diverse aree di ricezione. Nella posizione LOCALE la tensione anodica del gruppo a RF è prelevata tramite un partitore di tensione ai cui capi vi sono 150 V. Normalmente questo controllo è predisposto per la massima tensione e guadagno, ma, quando il segnale è estrema-

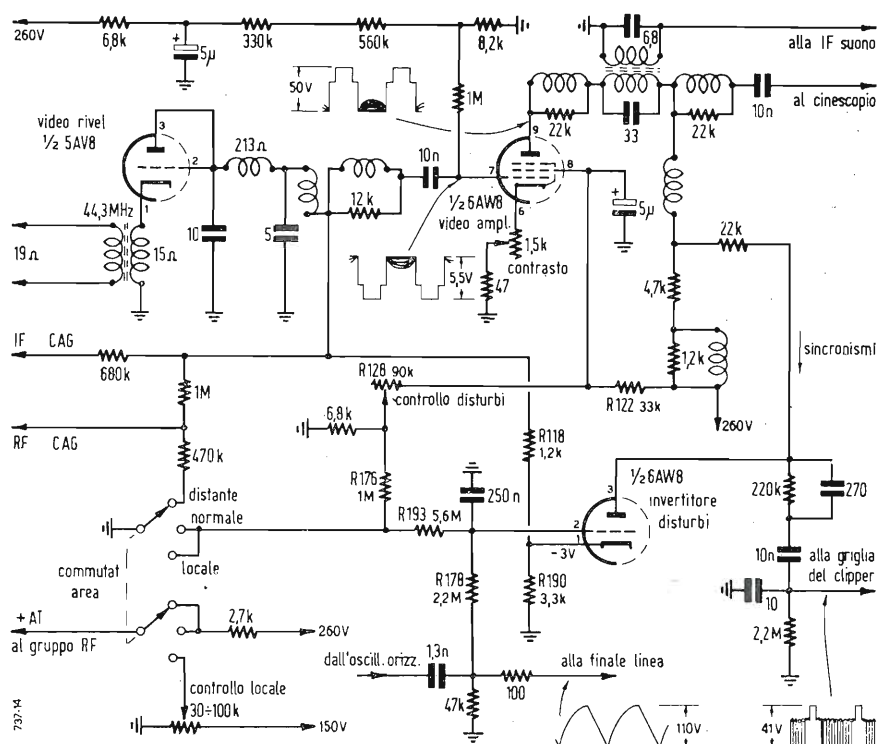



Fig. 3 - Circuito schematico dell'invertitore dei disturbi della Crosley nei telai 466 e 467.

(*) SCOTT, R.F., Trends in 1955-56 TV receivers, *Radio-Electronics*, gennaio 1956, XXVII, n. 1, pag. 36.

mente intenso allora si può ridurre la tensione anodica del gruppo a RF onde ottenere la migliore immagine.

Quando il commutatore è posto su NORMALE il gruppo a RF viene ad es-

Fig. 2 - Impulsi di disturbo sulla portante.

sere alimentato con una tensione fissa di 260 V. Il circuito soppressore dei disturbi per le due posizioni sopra citate del commutatore risulta escluso essendo applicata una forte tensione negativa (— 24 V) alla griglia del tubo.

Nella posizione DISTANTE del commutatore la tensione di controllo automatico di guadagno al gruppo RF viene all'incirca dimezzata ed il corto circuito fra la congiunzione di R_{176} e R_{193} e massa viene tolto in modo da

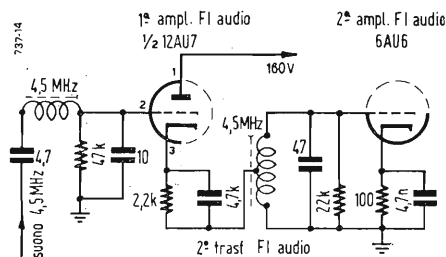



Fig. 4 - FI suono della Sylvania 1-521-1.

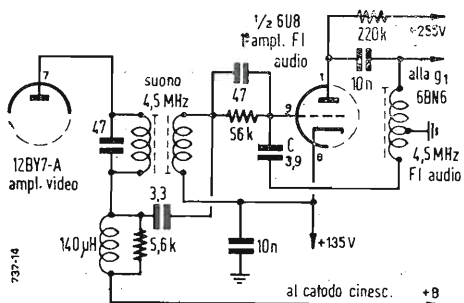



Fig. 5 - FI suono della Capehart CX-385.

fornire la giusta polarizzazione alla valvola invertitrice dei disturbi.

1. - TRIODI IMPIEGATI COME AMPLIFICATORI DI FI SUONO

A causa dell'uso di valvole multiple è talvolta necessario impiegare dei triodi nella FI suono. Nel loro dimensionamento elettrico è opportuno ricordare che i triodi possono facilmente oscillare a causa della reazione che avviene fra placca e griglia tramite la capacità mutua che si manifesta quando la griglia e la placca hanno circuiti accordati sulla medesima frequenza. In fig. 4 è rappresentata la 1º FI suono con un triodo impiegato dalla « Sylvania » nei telai 1-521-1. In tale circuito non vi è necessità di neutralizzazione perchè il triodo funziona come

Fig. 6 - FI suono della Zenith T1814R.

un « imitatore di catodo » ed essendo' come è noto, il guadagno di un tale stadio inferiore all'unità la seconda bobina di FI è impiegata come autotrasformatore con rapporto in salita.

La fig. 5 illustra lo schema impiegato dalla « Capehart » nei telai CX-38 S. La frequenza di 4,5 MHz del suono è prelevata dalla valvola finale dell'amplificatore video mediante un trasformatore di FI che nel medesimo

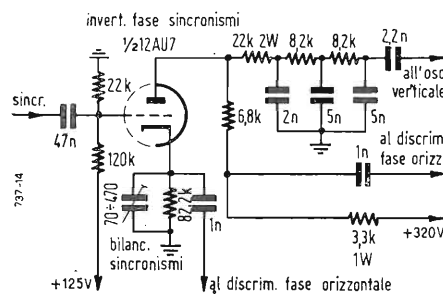



Fig. 7 - Circuito invertitore di fase.

tempo agisce come trappola del suono per il video.

Il massimo trasferimento di segnale alla griglia del 1º amplificatore di FI suono si ottiene oltre che con l'accop-

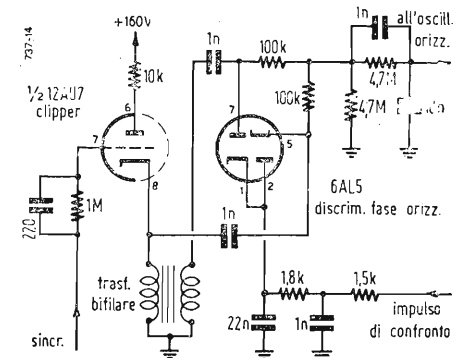



Fig. 8 - Clipper e rivelatore di fase nei Sylvania 1-521.

piamento induttivo anche mediante quello capacitivo rappresentato dal condensatore da 3,3 pF.

La neutralizzazione della valvola 6U8 è ottenuta prelevando dalla bobina di FI a 4,5 MHz un segnale che viene riportato in griglia della 6U8 mediante il condensatore *C*.

La fig. 6 rappresenta invece lo schema impiegato dalla « Zenit » nei suoi tipi T 1814 R. Il triodo impiegato è il 6AU8. La neutralizzazione avviene anche qui tramite un condensatore *C* (2,4 pF) collegato fra il secondario del trasformatore di FI e la griglia della 6AU8.

2. - BILANCIAMENTO DEL SINCRONISMO ORIZZONTALE.

Per il buon funzionamento del discriminatore di fase nel circuito dell'orizzontale occorre che gli impulsi di sincronismo, sia negativi che positivi, abbiano la medesima ampiezza. Normalmente questi impulsi di linea vengono prelevati dalla placca del clipper per quelli positivi (assieme a quelli quadro) e dal catodo per quelli negativi. È difficile ottenere in tal modo un perfetto bilanciamento delle ampiette degli impulsi a causa delle diverse capacità distribuite presenti nei due circuiti.

La « Sylvania » impiega a tale scopo nel telaio 1-520 il circuito raffigurato in fig. 7. La presenza di un trimmer da 70÷470 pF sul circuito di catodo serve a migliorare il bilanciamento correggendo la risposta alle frequenze dei circuiti sia di placca che di catodo della valvola invertitrice dei sincronismi. Que-

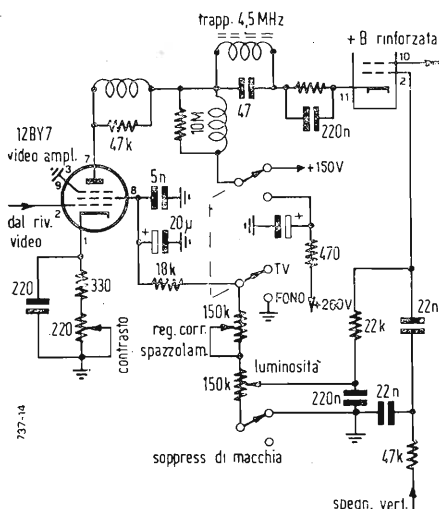



Fig. 9 - Amplificatore video e cinescopio della Hoffman Mark V 415-416.

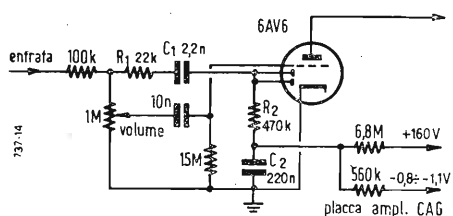



Fig. 10 - Controllo automatico di tono.

sto bilanciamento fa sì che un impulso di sincronismo verticale di una certa ampiezza può essere presente su di un diodo del discriminatore di fase rendendo in tal modo assai instabile il sincronismo orizzontale. Per eliminare tale difetto nei telai 1-521 della « Sylvania » vi è un trasformatore bifilare usato come invertitore di fase inserito nel circuito di catodo del « clipper » (Fig. 8). In tale circuito gli impulsi positivi sono prelevati dal secondario del trasformatore, quelli negativi dal primario. Poichè le impedenze del trasformatore sono identiche saranno anche tali le ampiezze degli impulsi. Il Q del trasformatore dovrà essere basso per evitare oscillazioni parassitiche.

3. - MACCHIA LUMINOSA SUL CINESCOPIO DOPO LO SPEGNIMENTO.

All'atto dello spegnimento del televisore molte volte si viene a formare sul cinescopio un'intensa macchia luminosa che a lungo andare può fermare una macchia simile a quella ionica. Ciò dipende sopratutto dal fatto che la capacità presente sul circuito dell'alta tensione si viene a scaricare molto lentamente e quindi gli elettroni emessi dal catodo ancora caldo e non deflessi possono raggiungere lo schermo del cinescopio con sufficiente energia. Il pericolo che lo schermo possa rimanere segnato dipende dall'intensità del fascio di elettroni e dal tempo durante il quale rimane indeflesso.

Ad esempio un fascio di alta intensità può rimanere presente sullo schermo per molti secondi senza danneggiarlo, mentre uno più debole e presente per un periodo più lungo può rovinarlo.

La fig. 9 illustra un circuito atto ad eliminare tale inconveniente; esso è impiegato dalla « Hoffman Mark V » nei telai 415 e 416. Un interruttore, collegato assieme a quello della rete, è inserito fra massa e l'estremo passo del comando di luminosità. Quando questo interruttore è aperto la griglia del cinescopio è portata ad una tensione positiva di 45 V rispetto il catodo. Questa tensione accelera gli elettroni residui ed in tal modo il condensatore nel circuito dell'alta tensione si scarica più rapidamente.

4. - IL CONTROLLO AUTOMATICO DI TONO.

Quando il rapporto segnale-disturbo è basso il fruscio presente nel suono può essere abbastanza intenso disturbando così la riproduzione audio. Per tale difetto alcuni costruttori hanno impiegato dei circuiti denominati « controllo automatico del suono » i quali hanno la proprietà di tagliare le note alte quando il rapporto segnale-disturbo in antenna è basso.

La Casa « Sylvania » impiega nei telai 1-522 il circuito rappresentato in fig. 10. In fig. 11 *a*) è illustrato un controllo di tono manuale passa basso costituito dalla rete RC.

In fig. 11 *b*) è rappresentato invece quello equivalente dove al posto della R vi è un diodo la cui resistenza di conduzione è variata automaticamente. La placca del diodo è connessa ad un divisore di tensione che ha i suoi capi connessi fra i 160 V e la tensione del controllo automatico di guadagno. Questo circuito è regolato in modo tale che la placca è leggermente negativa quando la tensione del controllo automatico di guadagno è bassa e molto negativa per una tensione più elevata.

Quando la placca di un diodo è leggermente negativa, cioè di pochi volt,

(il testo segue a pag. 287)

Fig. 11 - Controllo di tono.

Fig. 12 - Curva caratteristica del diodo.

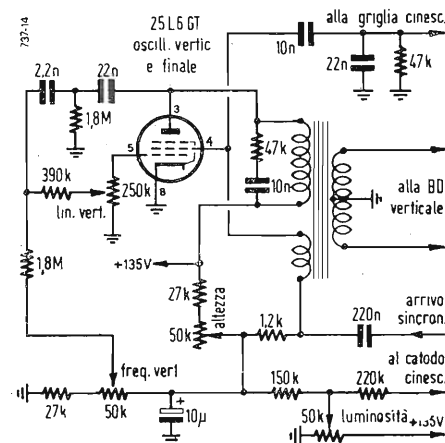



Fig. 13 - Oscillatore e circuito di uscita verticale nei telai della Muntz 474-A.

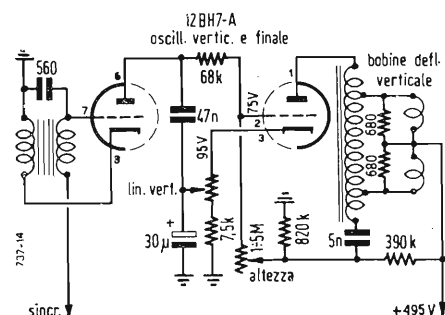



Fig. 14 - Circuito oscillatore e finale di quadro nei Crosley 445.

Un Trasmettitore Completo per Licenze di Prima Classe *

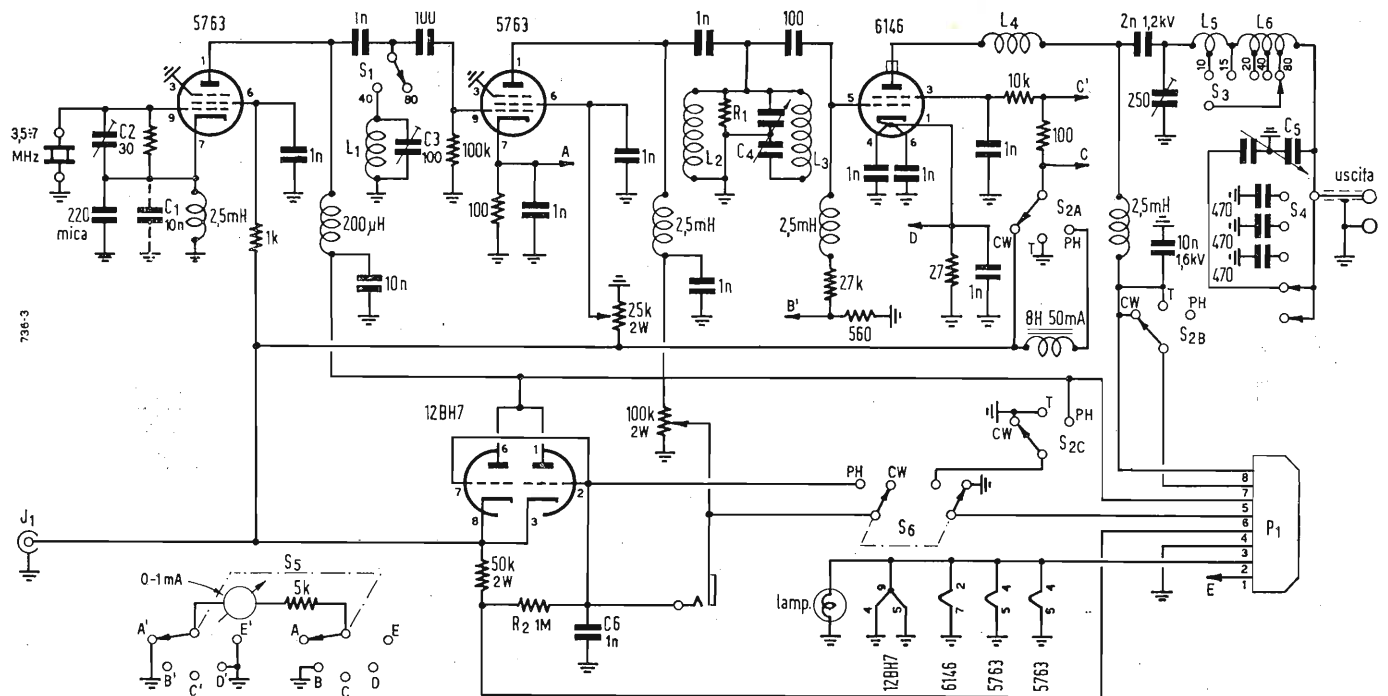



Fig. 1 - Circuito della parte RF. Tutte le capacità sono in microfarad dove non diversamente specificato C_3 = 100 pF, variabile (Hammarlund HF 100); C_4 = 140 pF per sezione, variabile (Hammarlund HFD 140); C_5 = 365 pF per sezione; R_1 = 6.000 Ω, 1 W; L_1 = 30 spire filo 0,5 mm, supporto ⌀ 16 mm; lunghezza avvolgimento 24 mm; L_2 = 32 spire filo 0,5 mm, supporto ⌀ 16 mm, lunghezza avvolgimento 25 mm; L_3 = 14 spire filo 0,8 mm, supporto ⌀ 16 mm, lunghezza avvolgimento 23 mm; L_4 = 4 spire filo 1,3 mm, supporto ⌀ 6,35 mm, lunghezza avvolgimento 10 mm; L_5 = 8 spire filo 2 mm, supporto ⌀ 25 mm, lunghezza avvolgimento 45 mm, (28 MHz: presa a 4 spire dall'entrata; 21 MHz : presa a 7 spire dall'entrata); L_6 = 17 spira filo 1,6 mm, supporto 50 mm, lunghezza avvolgimento 53 mm, (14 MHz : presa a 1 spira e 1/4 dalla connessione L_5L_6; 7 MHz : presa a 10 spire e ½ dalla giunzione L_5L_6); S_1 = Commutatore 1 via, 2 posizioni steatite; S_2 = Commutatore 3 vie, 3 posizioni steatite; S_3-S_4 = Commutatori 1 via, 5 posizioni steatite, con cortocircuito progressivo.

NON CI SONO dubbi che al giorno d'oggi un trasmettitore multibanda gode grande popolarità. Un tempo forse, ci si accontentava di una gamma sola ma ora si deve poter passare rapidamente da una banda all'altra. Le esigenze sono aumentate, le interferenze ai programmi televisivi (TVI) si sono aggiunte alle interferenze ai programmi radiofonici (BCI). L'OM d'oggi sogna un TX compatto, che possa funzionare in fonia ed in grafia, che non provochi TVI e BCI, che sia stabile in frequenza ecc. Il trasmettitore descritto in questo articolo è stato progettato per soddisfare tutte queste esigenze, pertanto provvede una adeguata eccitazione per tutte le bande comprese tra 80 e 10 m con l'uso di cristalli o di VFO, può essere usato per pilotare uno stadio finale di potenza e non ultimo, il suo costo è abbastanza moderato.

1. - IL CIRCUITO RF.

Come si può vedere in fig. 1 la sezione RF è composta da una 5763 oscillatrice, una 5763 separatrice - moltiplicatrice e un 6146 amplificatrice. Possono essere impiegati sia i cristalli da 3,5 MHz che da 7 MHz; ciò dipende dalla frequenza d'uscita desiderata. La regolazione della reazione è ottenuta tramite C_2 . C_1 viene connesso solo quando si pilota il trasmettitore con un VFO. Il circuito di placca dell'oscillatore può essere aperiodico oppure accordato su 40 m tramite C_3.

L'uscita dello stadio separatore - moltiplicatore può essere regolata con il potenziometro da 25 kΩ variando così l'eccitazione di griglia dello stadio finale. Lo stadio moltiplicatore lavora come duplicatore per la banda di 20 m; come triplicatore per 15 e come quadruplicatore per 10 m. Questo è ottenuto senza commutatori e con l'uso dell'accordo multibanda L_2 L_3 C_4 . Un circuito a P greco viene usato in placca alla 6146. La giusta induttanza per ogni banda è ottenuta con l'apposito commutatore sulla bobina L_5 - L_6 . Il P greco è stato progettato per lavorare con un carico di 52 oppure 72 Ω.

La capacità d'uscita e composta da un variabile doppio per ricezione avente una capacità di 365 pF per sezione e da tre condensatori fissi da 470 pF.

Quando il trasmettitore è in posizione « prova » la griglia schermo della 6146 è collegata a massa in modo da permettere all'operatore un laborioso accordo senza danneggiare la valvola.

Il trasmettitore è manipolato sulla griglia schermo tramite la valvola 12 BH7. Con tasto alzato vengono applicati 115 V alle griglie schermo delle tre valvole; a tasto abbassato, invece, le tensioni di schermo raggiungono il loro valore normale.

2. - MODULATORE E ALIMENTATORE.

Il modulatore (fig. 2) usa una 12AX7, doppio triodo, funzionante come amplificatrice con accoppiamento a resistenza - capacità. Usando opportuni valori per le capacità di accoppiamento tra questi due triodi e la 6C4 la resa sulle frequenze inferiori a 500 Hz viene attenuata. Il responso alle alte frequenze è limitato dalla capacità di 470 pF sul secondario di T_1 e dal condensatore da 2000 pF sul secondario del trasformatore di modulazione.

L'alimentatore è economico, usa infatti un solo trasformatore per tutte le anodiche e fornisce una tensione di 290 V per i primi stadi e 580 V per gli stadi finali. La tensione negativa per

(*) Condensato da McCoy, L.G., A Complete 6146 Economy Transmitter, *QST*, febbraio 1956, 40, 2, pag. 11.

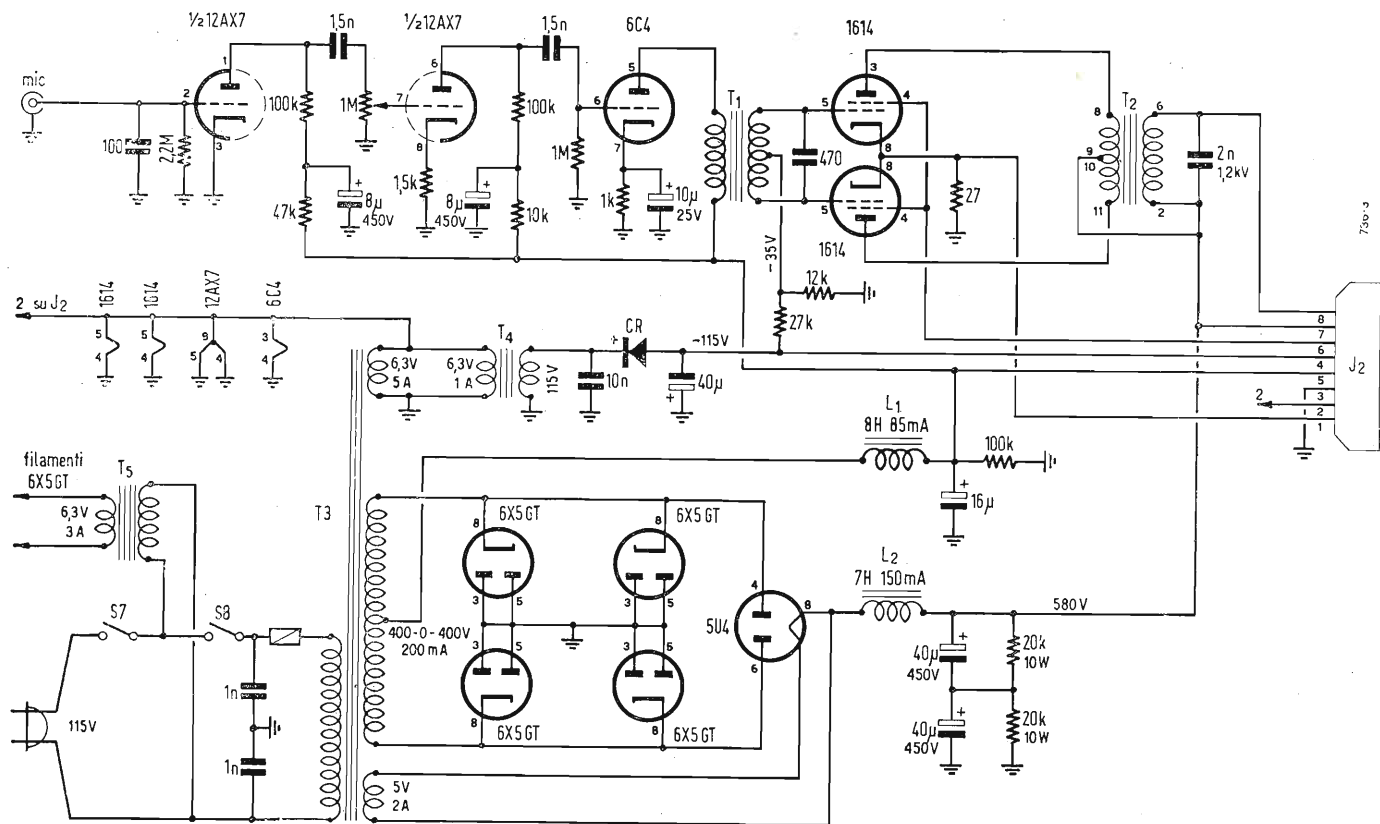



Fig. 2 - Circuito dell'alimentatore e del modulatore. Tutte le capacità sono in microfarad dove non diversamente specificato; *CR* = Raddrizzatore al selenio, 150 V - 20 mA; T_1 = Trasformatore intervalvolare, 10 mA primario, rapporto spire secondario completo, primario 3 a 1; T_2 = Trasformatore di modulazione 30 W; T_3 = Trasformatore di alimentazione 400+400 V - 200 mA; 6,3 V - 5 A; 5 V - 3 A; T_4 = Trasformatore 6,3 V - 1 A; T_5 = Trasformatore 6,3 V - 3 A; Fusibile sul primario di T_5 da 3 A.

polarizzare il modulatore e il circuito della 12BH7 è fornita da T4 e dal raddrizzatore *CR*.

3. - VFO.

Il VFO (fig. 3) usa una 5763 oscillante su 160 oppure su 40 m. Questa valvola viene comandata da una 6AL5 che funziona da interruttore. I catodi della 6AL5 sono collegati al circuito delle griglie schermo delle 3 valvole RF.

L'alimentazione del VFO è convenzionale; usa due OB2 in serie per fornire 220 V stabilizzati alla griglia schermo e alla placca della 5763. L'uscita del VFO è inviata allo zoccolo portacristallo del trasmettitore con un breve tratto di cavo coassiale da 52 Ω.

4. - MISURE E COMMUTAZIONI

Le diverse misure di controllo sul trasmettitore vengono effettuate con un milliamperometro da 1 mA collegato come voltmetro con 5 V fondo scala. Le correnti sono indicate dalle cadute di tensione su opportune resistenze poste in serie al circuito da misurare. Le portate usate sono le seguenti: Catodo del separatore 50 mA; griglia amplificatore finale 10 mA; griglia schermo del finale 50 mA; catodo del finale 200 mA; catodi del modulatore 200 mA.

I commutatori hanno le seguenti funzioni: S_1, posto sulla placca dell'oscillatore, commuta la valvola ea accordata su 40 m ad aperiodica. S_3 e S_4, sul finale servono rispettivamente per il cambio di banda e per caricare il circuito a P greco. S_2 viene utilizzato per le tre posizioni GRAFIA-PROVA - FONIA. Il deviatore doppio S_6 serve per passare in trasmissione quando si lavora in fonia. L'alimentazione viene applicata prima con S_7 per accendere le 6X5 quindi con S_8 per gli altri filamenti e le altre tensioni.

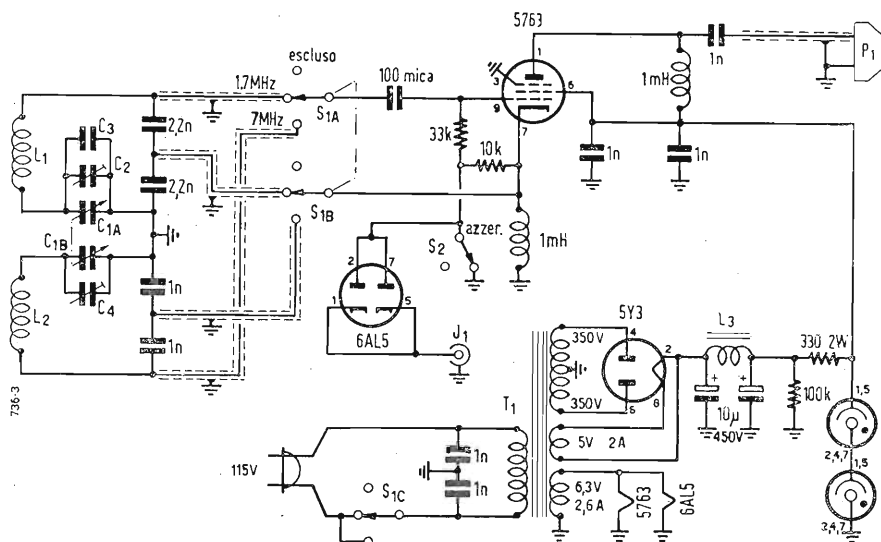



Fig. 3 - Circuito del VFO. Tutte le capacità sono in microfarad dove non diversamente specificato. C_1 ; C_{1A} = nove lamine variabili; C_{1B} = due lamine variabili (C_{1A} e C_{1B} sono stati ricavati da un Millen 21.100); C_2 = 50 pF variabile (Millen 26050); C_3 = 47 pF, mica argentata; C_4 = 100 pF variabile (Millen 26100); L_1 = 81 spire filo 0,5 mm, supporto ⌀ 25 mm, lunghezza avvolgimento 62 mm; L_2 = 25 spire filo 0,8 mm, supporto ⌀ 25 mm, lunghezza avvolgimento 38 mm; L_3 = 13 H - 65 mA; S_1 = Commutatore 2 vie, 3 posizioni; S_2 = Commutatore 1 via, 2 posizioni; T_1 = 350 + 350 V - 50 mA; 6,3 V - 2,6 A; 5 V - 2 A.

5. - COSTRUZIONE.

Il trasmettitore, il modulatore e l'alimentatore sono montati in un piccolo rack da 200 × 280 × 300 mm completamente chiuso anti TVI. Nella parte anteriore e fissati sul frontale sono due piccoli telai di alluminio rispettivamente da 170 × 110 e 170 × 140 mm. Il primo porta l'oscillatore, il separatore - moltiplicatore e il circuito per la manipolazione; sul secondo invece è montato il circuito finale.

Nella parte posteriore del rack prendono posto montati su un telaio da 180 × 280 mm l'alimentatore e il modulatore. Il telaio è montato verticalmente con il trasformatore di alimentazione nella parte inferiore.

6. - MESSA A PUNTO.

Terminato il cablaggio la parte RF può essere connessa all'alimentatore tramite P_1. Per la prima regolazione si userà un cristallo per 80 m.

Sarà bene servirsi per queste prove di un'antenna fittizia e a questo scopo potrà servire una lampadina da circa 100 W.

A tasto abbassato accordare il circuito di griglia della 6146 e regolare l'eccitazione fino ad avere una corrente di griglia di circa 2,5 mA.

Per lavorare in fonia è necessario portare S_2 nella corretta posizione e servirsi di S_6 per passare in trasmissione. La 6146 è bene non venga caricata oltre i 60 W stabiliti dalla casa costruttrice. La corrente di riposo del modulatore si aggira sui 30 - 40 mA per salire a circa 120 mA quando si modula. In grafia lo stadio finale può essere caricato fino a 90 W.

Le tensioni ai vari stadi con la 6146 assorbente 150 mA sono le seguenti: placca oscillatore e moltiplicatore 290 V; griglie schermo 240 V; placca stadio finale 590 V; griglia schermo 160 V. A tasto alzato le tre griglie schermo hanno una tensione negativa di circa 115 V.

7. - COSTRUZIONE DEL VFO.

Lo schema elettrico del VFO è riportato in fig. 3. Ad eccezione della 6AL5, funzionante da interruttore, il circuito è il Clapp convenzionale lavorante su 160 m oppure su 40 m. In posizione 160 m si ha una buona espansione di gamma per gli 80 m e per i 40 m, mentre in posizione 40 m si ottiene una buona espansione su 20 - 15 e 10 m.

Importante è tener presente che il problema TVI che si incontra con un trasmettitore vale anche per il VFO che lo pilota; perciò è bene anche per questo prevedere una custodia metallica che lo schermi completamente.

(Giuseppe Moroni, i1ASM)

Misuratore d'Isolamento *

Una Applicazione dei Transistori nel Campo delle Misure Elettriche

SONO GIÀ NOTI degli alimentatori a transistori per tensioni elevate e correnti molto deboli, impiegati con successo per fornire la tensione eccitatrice a tubi contatori di particelle [1].

In tutti questi alimentatori viene normalmente generata un'oscillazione, la cui ampiezza viene elevata a mezzo di un trasformatore, in modo che dopo il raddrizzamento si ha a disposizione una tensione dell'ordine di 500 V.

Si usano sovente circuiti duplicatori di tensione, e talvolta anche quadruplicatori, a seconda della tensione che si vuol ottenere.

1. - CARATTERISTICHE DEL MISURATORE D'ISOLAMENTO

In un misuratore d'isolamento, per arrivare a provare sia circuiti completi che singole parti alla tensione massima, occorre avere a disposizione una tensione più alta. E precisamente le prescrizioni unificate tedesche prevedono per i casi sopracitati due classi di isolamento: fino a 800 e fino a 1.500 V.

La vera e propria misura di isolamento avviene a mezzo di uno strumento con 20 μA fondo scala, di piccole dimensioni.

2. - COSTRUZIONE.

La lettura della corrente che circola in un utilizzatore, consente di calcolare la resistenza di isolamento di quest'ultimo, quando sia nota la resistenza interna dell'apparato di misura.

Tale resistenza interna è di 40 MΩ con prova a 800 V, e di 75 MΩ con prova a 1.500 V.

La commutazione sulla tensione di prova più bassa e cioè di 800 V avviene con l'inserzione in serie all'alimentazione di una resistenza di caduta.

Una resistenza variabile da 1.000 Ω consente di effettuare la taratura delle due tensioni di prova.

Tutta l'alimentazione dell'apparato è fornita da una piletta a 22,5 V. Il consumo di corrente ammonta a soli 5 mA.

La figura 1 illustra lo schema dello strumento. Esso viene convenientemente realizzato in edizione portatile, in considerazione delle sue minime dimensioni.

Fig. 1 - Schema elettrico del misuratore d'isolamento.

Nell'apparecchio che viene qui descritto si sfrutta il solito principio di trasformare e raddrizzare l'uscita di un oscillatore sinoidale.

In più abbiamo un amplificatore in controfase, che permette di ottenere l'altissima tensione con elementi costruttivi di maggior semplicità.

L'alimentazione incorporata ne permette l'uso anche dove non esiste disponibilità di corrente, nei casi in cui si impiegano misuratori a manovella, contenenti un piccolo alternatore. Con questi dispositivi era difficile poter eseguire misure quantitative.

Con lo strumento descritto è possibile la misura di resistenze fino al valore di 3.000 MΩ.

(dott. ing. Gustavo Kuhn)

(*) Condensato da DOERFEL, A., Zwei Messgeräte mit Transistoren, *Radio Mentor*, febbraio 1956, XXII, 2, pag. 082.

(1) Transistori - Nuovi Tipi - Nuove Applicazioni, «*l'antenna*», agosto 1955, XXVII, 8, pag. 204.

I Transistori Stanno

Fig. 1 - Schema del ricevitore a soli transistori Graetz.

QUASI tutti i costruttori di ricevitori portatili hanno sentito come loro obbligo d'onore il presentare, all'apertura della stagione che per questo tipo di apparecchi è la primavera, almeno un ricevitore impiegante, oltre alle valvole, dei transistori. Questi si prestano infatti egregiamente alla costruzione di apparecchi leggeri, poco ingombranti, molto autonomi. È per questo che essi furono impiegati in apparecchi in cui queste qualifiche erano indispensabili: le protesi uditive.

I principali vantaggi dei transistori sono:

1) consumo limitato: non è necessario alcun riscaldamento;

2) tensione di alimentazione relativamente bassa: da qualche volt a venti volt al massimo; quindi pile poco costose;

3) ingombro ridotto che con il consumo limitato rende possibile una miniaturizzazione anche di tutti gli altri elementi;

4) durata praticamente indefinita. Non si hanno ancora dei dati precisi ma la vita di un transistore si può stimare in parecchie decine di migliaia di ore di funzionamento effettivo.

Gli inconvenienti sono invece i seguenti:

1) larghe tolleranze di fabbricazione per la grande difficoltà di ottenere una produzione uniforme. Ciò rende necessaria una taratura di certi elementi del circuito in funzione delle caratteristiche del transistore montato;

2) impossibilità di funzionare a frequenze molto elevate;

3) le caratteristiche sono molto variabili con la temperatura;

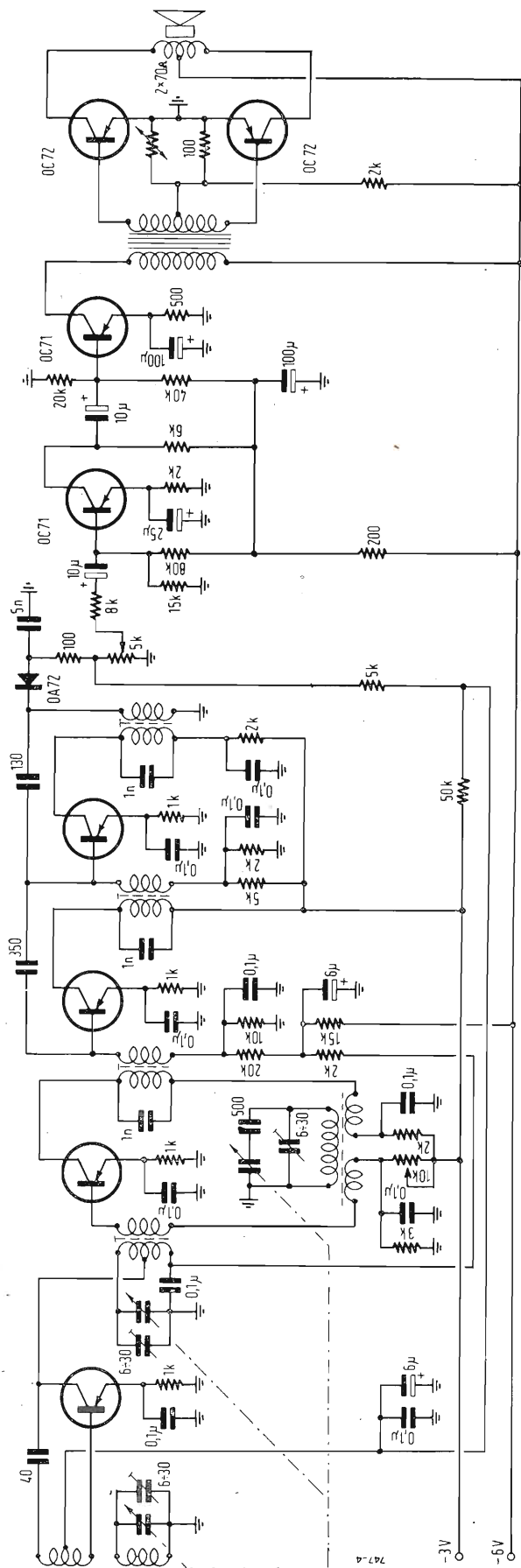
4) il prezzo è ancora molto alto.

Gli apparecchi finora offerti sul mercato, impiegano i transistori solo nella bassa frequenza.

In qualche altro tipo i transistori hanno completamente sostituito le valvole, ma queste sono ancora realizzazioni sperimentali o semicommerciali.

Una delle ragioni per cui la maggior parte dei costruttori offrono dei ricevitori misti è che in generale l'acquirente desidera ricevere oltre che le onde lunghe e medie anche le corte e le ultracorte per le quali è tuttora necessario ricorrere alle valvole.

I vantaggi dell'utilizzazione dei transistori per la bassa frequenza sono i seguenti:

1) la capacità della pila può essere ridotta a metà pur raddoppiando la sua durata;

Invadendo il Campo dei Ricevitori Portatili*

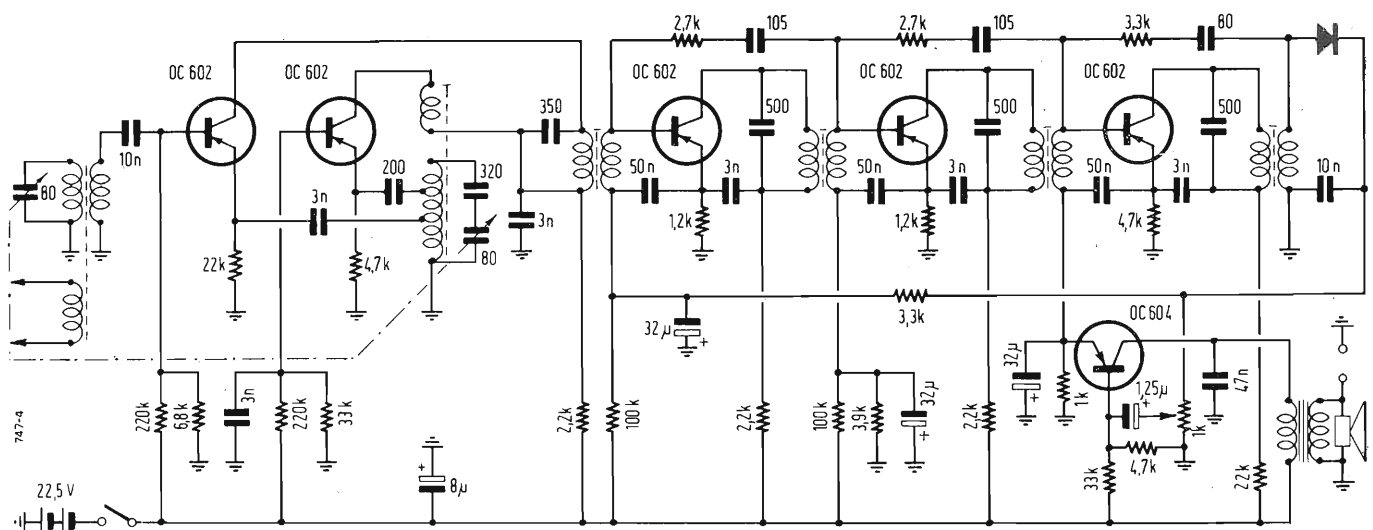



Fig. 2 - Schema del ricevitore TR1 Telefunken.

2) adottando uno stadio d'uscita in push-pull si ottiene una potenza superiore a quella ottenibile con valvole, con un minore fattore di distorsione;

3) l'alimentazione dei transistori può essere fatta a partire dalla pila che serve per il riscaldamento delle valvole.

Contrariamente agli apparecchi con sole valvole il consumo varia in funzione della potenza di uscita in modo che è possibile una sua ulteriore diminuzione.

Un'altra possibilità dei transistori è quella di potere ottenere una tensione di 50-60 V per l'alimentazione delle anodiche a partire da una tensione di qualche volt. Un ricevitore misto (valvole-transistori) può quindi essere equipaggiato con una sola pila a bassa tensione che serve direttamente per il riscaldamento delle valvole e per i transistori e con il dispositivo sopra menzionato all'alimentazione delle anodiche.

Sostituendo questa pila con un piccolo accumulatore e dotando l'apparecchio di una alimentazione con trasformatore lo si può utilizzare all'aperto oppure lo si può alimentare anche con la rete normale, ottenendo nello stesso tempo la ricarica dell'accumulatore.

1. - IL RICEVITORE SPERIMENTALE GRAETZ.

Riceve solo le onde medie e comprende otto transistori che sono destinati alle seguenti funzioni:

amplificazione AF, oscillazione-conversione, due amplificazioni FI, preamplificazione BF, amplificazione BF, amplificazione BF di potenza (push-pull). Lo schema è dato dalla fig. 1. I primi quattro transistori di costruzione sperimentale non portano alcuna denominazione. Tutti i transistori hanno l'emettitore a massa.

Lo stadio amplificatore AF è neutrodinizzato. L'amplificazione è stata tenuta più bassa delle possibilità e perciò ci si limita a rimandare una parte del segnale in entrata attraverso un condensatore.

L'oscillatore-convertitore richiama il montaggio tropadina in cui un solo triodo serve da oscillatore e da modulatore, i ritorni del collettore e della base passano attraverso due bobine accoppiate con il circuito accordato che fissa la frequenza dell'oscillazione. Un potenziometro da 10 kΩ permette di fissare il punto di funzionamento corrispondente alla migliore sensibilità di conversione. La media frequenza è dell'ordine di quella dei ricevitori a valvole.

(*) Condensato da Ray, C., Les Transistors Font leur Entrée dans la Technique des Recepteurs Portatifs, *La Radio Revue*, aprile 1956, VIII, 4, pag. 223.

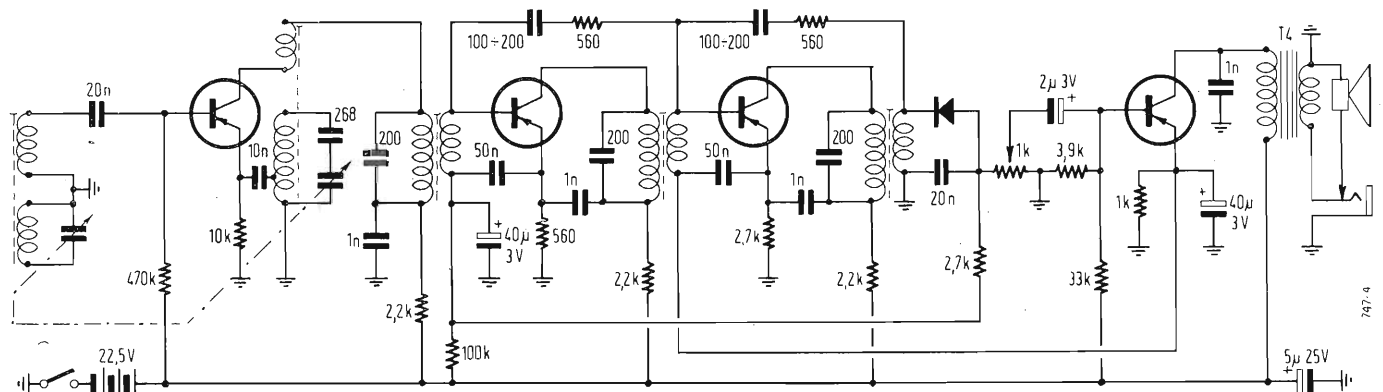



Fig. 3 - Schema del ricevitore «Regency».

I due stadi di amplificazione FI garantiscono un guadagno largamente sufficente. Per l'accoppiamento fra i vari stadi non si sono usati filtri di banda ma dei trasformatori con il solo primario accordato. Per adattare l'impedenza del primario alla bassa impedenza del collettore si è scelta una capacità relativamente alta e una bobina con un piccolo numero di spire. Si sarebbe anche potuto utilizzare un circuito con i valori normali e collegare il collettore a una presa intermedia.

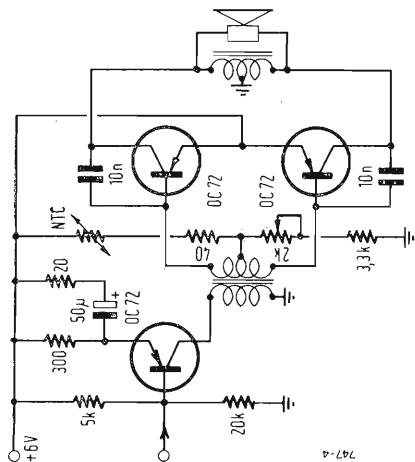



Fig. 4 - Parte BF del ricevitore «Transola».

Il senso di avvolgimento del secondario è stato scelto in modo che la tensione del suo punto caldo possa servire per neutralizzare lo stadio precedente.

Anche qui non ci si preoccupa di correggere esattamente la fase della tensione rimandata in entrata il che richiederebbe l'inserzione di una resistenza.

La rivelazione non presenta niente di particolare: la resistenza di carico ha un valore relativamente basso sia perchè lo stadio seguente è a bassa impedenza sia perchè la componente continua del segnale raddrizzato deve servire alla regolazione dell'amplificatore AF il che richiede una certa corrente.

Quando il segnale è rivelato la linea di comando diviene più negativa e la corrente dell'emittitore aumenta, il collettore che è collegato all'AT attraverso una resistenza relativamente alta vede diminuire la propria tensione negativa e l'amplificazione dello stadio diminuisce. La caduta della tensione della linea di alimentazione serve anche per regolare l'amplificazione del primo stadio FI, provocando per mezzo del potenziale applicato alla base una riduzione della corrente dell'emettitore.

Il primo stadio FI è cioè sottoposto ad un CAV comandato dal rivelatore ma amplificato dallo stadio d'entrata.

L'amplificatore BF è montato secondo uno schema ormai classico a parte qualche particolare. Anche qui viene utilizzato il montaggio con emettitore comune.

La compensazione della temperatura è ottenuta nei primi due stadi con la controreazione in continua con l'inserzione di una resistenza cortocircuitata da un condensatore nel circuito dell'emettitore.

La giusta polarizzazione della base è ricavata da un divisore di tensione in parallelo con l'alimentazione.

L'entrata del push-pull (classe B) avviene attraverso un trasformatore. Qui la compensazione dell'effetto di temperatura è ottenuta con un termistore connesso fra base ed emettitore. Si devia a massa una corrente tanto più grande quanto più alta è la temperatura.

Non si ha compensazione serie.

L'altoparlante ha la bobina con una presa centrale per il ritorno all'alimentazione e la sua impedenza è tale che può essere collegato direttamente ai collettori dello stadio d'uscita.

La potenza d'uscita con 6 V di alimentazione è di 220 mW. Facciamo notare il migliore (rispetto alle valvole) smorzamento della bobina dell'altoparlante dovuto alla bassa impedenza dello stadio d'uscita e la maggiore facilità con cui possono essere riprodotte anche le frequenze molto basse.

Per dare un'idea della sensibilità dell'apparecchio diremo che un campo di meno di 50 μV/m basta per dare la potenza normale d'uscita di 50 mW.

Sostituendo l'antenna di ferrite con un circuito normale con 300 ohm di impedenza di entrata la tensione necessaria per avere la stessa potenza è di 3 μV. La banda passante è di 4 kHz; l'attenuazione a 9 kHz è di 30 dB, valore che si sarebbe potuto migliorare con l'impiego di filtri di banda nella FI ed infine il rapporto segnale disturbo è migliore di quello che si ottiene normalmente nei ricevitori a valvole senza stadio in AF.

Il consumo è minimo e varia direttamente in funzione della potenza resa. A riposo, cioè senza modulazione, l'assorbimento è di 9 mA dei quali 3 soli vanno ai quattro stadi antecedenti la rivelazione.

Per una potenza media di 100 mW il consumo è inferiore ai 30 mA, ciò significa che elementi di pila per lampade tascabili possono funzionare per circa 500 ore di servizio intermittente

Passiamo ora ad un altro ricevitore con soli transistori; è ancora allo stadio sperimentale però in una fase più avanzata perchè è stato costruito in piccole serie e distribuito in tutto il mondo allo scopo di ricavare dei dati sulla durata, sull'influenza del clima, sulle caratteristiche ecc.

Si tratta del Telefunken TR 1. Lo schema è dato dalla fig. 2. Come si vede esso è molto simile ad un altro ricevitore, il «Regency» (fig. 3) pure costruito in piccola serie per scopi sperimentali.

La somiglianza fra i due apparecchi si estende anche alle caratteristiche esterne.

Si possono tuttavia notare le seguenti differenze del TR 1: un avvolgimento primario sull'antenna di ferrite, permette l'attacco ad un antenna esterna, l'oscillazione e la modulazioni si fanno in due transistori separate ed infine c'è un terzo stadio di amplificazione MF.

Per il resto lo schema è identico, a parte il valore di qualche elemento.

È stato realizzato un piccolo alimentatore separato per poter fare funzionare l'apparecchio senza consumare le pile.

2. - APPARECCHI OFFERTI AL PUBBLICO.

Gli apparecchi di serie sono tutti misti, i transistori sono impiegati solo per quella funzione in cui si dimostrano più vantaggiosi ed in cui la tecnica è ormai perfettamente a posto: l'amplificazione BF.

Il ricevitore «Transola» della Akkord riceve sia la AM che la FM, oltre a tre transistori OC72 monta nell'ordine le seguenti valvole: DF 97; DF 96, DK 96, DF 96, DF 96. La DF 97 serve in FM come oscillatore-mescolatore ed è seguita da tre DF 96 amplificatrici MF. In AM la prima DF 96 serve come amplificatore AF, la DK 96 da convertitrice, la DF 97 come preamplificatrice BF.

Il valore della media frequenza in FM è di 6,75 MHz.

Qualcuno rimpiangerà l'accordo che esisteva una volta sulla media frequenza di 10,7 MHz. È necessario quindi fare notare che il valore di 10,7 MHz è stato in precedenza scelto dagli americani che dovevano ricevere una gamma da 88 a 108 MHz cioè di 20 MHz. Il valore di 10,7 MHz era il più piccolo che si potesse scegliere per evitare la ricezione di segnali di frequenza immagine.

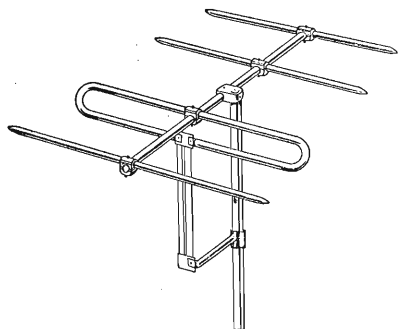
In Europa la gamma va da 88 a 100 MHz è cioè di 12 MHz. Una media frequenza di valore poco più della metà (6MHz) permette quindi di evitare la frequenza immagine e di ottenere una amplificazione superiore che con 10,7 MHz.

Lo schema della parte BF è dato dalla fig. 4. Si notano gli stessi circuiti per la compensazione della temperatura dell'apparecchio della Graetz: controreazione in continua per il preamplificatore e termistore (TNC) per lo stadio d'uscita.

Osserviamo anche una controreazione di corrente ottenuta con una resistenza in serie al condensatore di disaccoppiamento della resistenza di ritorno dell'emettitore e una controreazione di tensione sui transistori d'uscita con il collegamento di due condensatori fra entrata e uscita.

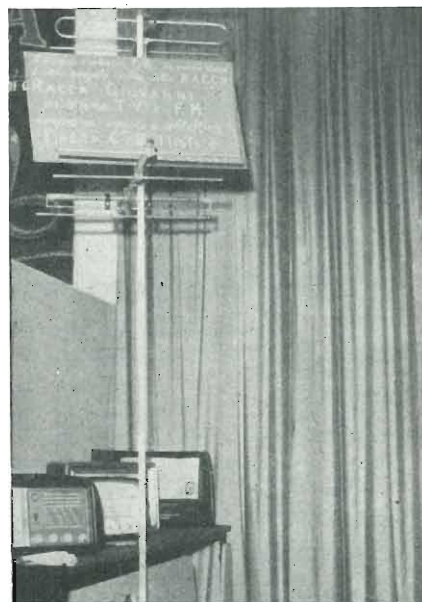
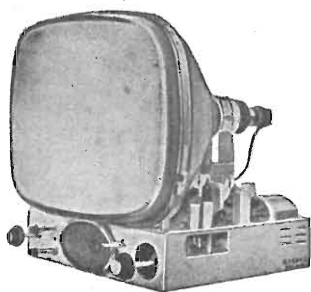
La massima potenza d'uscita è di 290 mW con un fattore di distorsione del 5 %. (*dott. ing. Giuseppe Baldan*)

RACCA Piazza C. Battisti 1 - VERCELLI

ANTENNE TV ED MF
IMPIANTI SINGOLI E COLLETTIVI

Antenne per TV di massimo guadagno, perfetti in adattamento e taratura, montaggio rapido e sicuro.

Antenne con rivestimento in materia plastica con ossidazione anodica.

Tutti gli accessori per impianti.

Cercansi rappresentanti per zone libere

A/STARS di ENZO NICOLA

TELEVISORI PRODUZ. PROPRIA e delle migliori marche nazionali ed estere

Scatola montaggio ASTARS a 14 e 17 pollici con particolari PHILIPS E GELOSO

Gruppo a sei canali per le frequenze italiane di tipo « Sinto-sei »

Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni

Parti staccate per televisione - MF - trasmettitori, ecc.

« Rappresentanza con deposito esclusivo per il Piemonte dei condensatori C.R.E.A.S. »

A/STARS Via Barbaroux, 9 - TORINO - Telefono 49.507
Via Barbaroux, 9 - TORINO - Telefono 49.974

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: **MILANO** - Via G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330-48.77.27
Stabilimenti: **MILANO** - Via G. DEZZA, 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

R.C.R. MILANO

RAPPRESENTANZE ELETTROTECNICHE INDUSTRIALI

CORSO MAGENTA, 84 - TELEFONO 496.270

- **MATERIALI ISOLANTI**
- **FILI SMALTATI**
- **CAVI E CONDUTTORI ELETTRICI**
- **CAVI PER IMPIANTI TELEVISIVI**

QUOTAZIONI DI ASSOLUTA CONCORRENZA

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - ARTI GRAFICHE E. MILLI - Viale Coni Zugna, 1